变频调速SVPWM技术的原理、算法与应用

曾允文 编

电气自动化新技术丛书





机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

VISIT…

LANZAROTE
Caliente.COM

电气自动化新技术丛书

变频调速 SVPWM 技术的原理、算法与应用

曾允文　编



机 械 工 业 出 版 社

SVPWM 技术是一种较新的逆变器调制技术，具有很多独特的优点，其应用范围已经跨越变频调速系统，进入各个领域。本书系统地讲述它的调制原理、分类、算法、应用及实例，全书共分 7 章，内容包括变频调速与 SVPWM 技术、两电平 SVPWM 技术、两电平 SVPWM 技术的应用、三电平 SVPWM 技术、三电平 SVPWM 技术的应用、多电平 SVPWM 技术及其应用和 SVPWM 技术工程应用实例。本书内容完整丰富，可作为相关大专院校学生和工程技术人员学习、应用的参考。

图书在版编目（CIP）数据

变频调速 SVPWM 技术的原理、算法与应用/曾允文编. —北京：机械工业出版社，2010. 10

（电气自动化新技术丛书）

ISBN 978-7-111-31903-0

Ⅰ. ①变…　Ⅱ. ①曾…　Ⅲ. ①变频调速　Ⅳ. ①TM921. 51

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2010）第 179730 号

机械工业出版社（北京市百万庄大街 22 号　邮政编码 100037）

策划编辑：罗　莉　责任编辑：吕　潇　版式设计：霍永明

责任校对：张晓蓉　封面设计：姚　毅　责任印制：乔　宇

三河市国英印务有限公司印刷

2011 年 4 月第 1 版第 1 次印刷

169mm 239 mm · 14. 75 印张 · 285 千字

0 001— 3 000 册

标准书号：ISBN 978-7-111-31903-0

定价：38.00元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务

社服务中心：（010）88361066

销 售 一 部：（010）68326294

销 售 二 部：（010）88379649

读者服务部：（010）68993821

网络服务

门户网：http：//www. cmpbook. com

教材网：http：//www. cmpedu. com

封面无防伪标均为盗版

第5届电气自动化新技术丛书

编辑委员会成员

主　任： 王志良

副主任： 赵相宾　牛新国　王永骥　赵光宙
孙　跃　阮　毅　何湘宁　霍勇进

委　员： 王永骥　王　旭　王志良　王　炎
牛新国　尹力明　许宏纲　孙　跃
孙流芳　李永东　李崇坚　陈伯时
陈敏逊　阮　毅　赵光宙　赵　杰
赵争鸣　赵相宾　张　浩　张承慧
张彦斌　徐殿国　何湘宁　彭鸿才
霍勇进　戴先中

秘　书： 刘　娟　林春泉

电气自动化新技术丛书

序　　言

科学技术的发展，对于改变社会的生产面貌，推动人类文明向前发展，具有极其重要的意义。电气自动化技术是多种学科的交叉综合，特别是在电力电子、微电子及计算机技术迅速发展的今天，电气自动化技术更是日新月异。毫无疑问，电气自动化技术必将在提高国民经济水平中发挥重要的作用。

为了帮助在经济建设第一线工作的工程技术人员能够及时熟悉和掌握电气自动化领域中的新技术，中国自动化学会电气自动化专业委员会和中国电工技术学会电控系统与装置专业委员会联合成立了电气自动化新技术丛书编辑委员会，负责组织编辑“电气自动化新技术丛书”。丛书将由机械工业出版社出版。

本丛书有如下特色：

一、本丛书是专题论著，选题内容新颖，反映电气自动化新技术的成就和应用经验，适应我国经济建设急需。

二、理论联系实际，重点在于指导如何正确运用理论解决实际问题。

三、内容深入浅出，条理清晰，语言通俗，文笔流畅，便于自学。

本丛书以工程技术人员为主要读者，也可供科研人员及大专院校师生参考。

编写出版“电气自动化新技术丛书”，对于我们是一种尝试，难免存在不少问题和缺点，希望广大读者给予支持和帮助，并欢迎大家批评指正。

电气自动化新技术丛书
编辑委员会

第5届电气自动化新技术丛书

编辑委员会的话

自1992年本丛书问世以来，在学会领导和广大作者的支持下，在前4届编辑委员会的努力下，至今已发行丛书48种50多万册，受到广大读者的欢迎，对促进我国电气传动自动化新技术的发展和传播起到了巨大作用。

许多读者来信，表示这套丛书对他们的工作帮助很大，希望我们再接再厉，不断地推出介绍我国电气传动自动化新技术的丛书。本届编委会决定选择一些大家所关心的新选题，继续组织编写出版，同时对受读者欢迎的已经出版的丛书，我们将组织一些作者进行修订再版，以满足广大读者的需要。为了更加方便读者阅读，我们对今后新出版的丛书进行了改版，扩大了开本。

我们诚恳地希望广大读者来函，提出您的宝贵意见和建议，以使本丛书搞得更好。

在本丛书出版过程中，得到了中国电工技术学会、天津电气传动设计研究所等单位提供的出版基金支持，在此我们对这些单位再次表示感谢。

第5届电气自动化新
技术丛书编辑委员会
2007年12月18日

前　言

变频调速技术经过半个多世纪的发展、丰富和完善，至今已成为交流调速中独领风骚的调速方式。由于它有优异的控制性能、已能取代直流调速，因此变频调速有一统调速领域之势。

如所周知，变频调速的核心——变频器有一个先天的缺陷，那就是输出侧输出电压或电流存在大量的谐波，输入侧也使电压、电流发生畸变而产生谐波，这些谐波会对电机和电网造成不良影响，必须采取抑制谐波的措施。在一系列措施中，PWM（脉宽调制）技术是主要的，首先是采用正弦波 PWM（SPWM）技术，一直沿用至今，经过不断完善，效果显著，已成为变频调速技术的顶梁柱。然而它仍有不足之处，例如在低速时存在的转矩脉动、载波频率过高带来大的开关损耗和直流利用率不高等。20 世纪 80 年代中，德国学者首先提出另一种 PWM 技术，那就是本书所要讲述的 SVPWM（空间矢量脉宽调制）技术，它可以克服 SPWM 技术的缺点，表现在谐波抑制效果更好、转矩较平稳、直流利用率高，且极适于计算机控制，因此很快得到推广应用，成为变频调速技术另一个新的支柱。

SVPWM 技术得以取得如此效果的原因，就是在于调制的策略不同。SPWM 技术着重在使逆变器输出的电压尽量接近于正弦波，但电动机需要的是在气隙中形成圆形旋转磁场，产生恒定的转矩，而 SPWM 技术不易做到。SVPWM 技术则以控制电压空间矢量，使磁链轨迹逼近圆形为目标，所以转矩十分平稳。从这一点出发，SVPWM 优于 SPWM，此外还有如上所述的其他优点，因此它的应用日益广泛。

目前 SPWM 技术已有系统的文献讲述，而 SVPWM 技术则只散见于各种文献之中，未及整理，给读者学习、应用带来不便；因此有必要编出一本较为系统的读物，本书即为此而作。

本书第 1 章“变频调速与 SVPWM 技术”，讲述变频调速系统、变频器谐波的影响及对策、SPWM 技术、变频调速系统的控制和 SVPWM 技术概述等知识，为讲述 SVPWM 技术打下必要的基础。第 2 章“两电平 SVPWM 技术”，讲述两电平逆变器，两电平电压空间矢量的分布，两电平 SVPWM 控制算法。第 3 章“两电平 SVPWM 技术的应用”，讲述两电平 SVPWM 在变频调速系统及整流器等领域的应用。第 4 章“三电平 SVPWM 技术”，讲述三电平逆变器、三电平电压空间矢量的分布、三电平 SVPWM 控制算法。第 5 章“三电平 SVPWM 技术的应

用”，讲述三电平 SVPWM 技术在变频调速系统、整流器以及其他领域中的应用。第 6 章“多电平 SVPWM 技术及其应用”，讲述多电平逆变器、多电平逆变器空间电压矢量与分布、多电平 SVPWM 控制算法与在各个领域中的应用。第 7 章“SVPWM 技术工程应用实例”，列举 6 个实例，供读者学习、应用参考。

SVPWM 技术从诞生起，至今已有 20 余年的历史，发展迅速，普及广泛。在调速领域，从工业生产扩展到交通运输，电动汽车、电力机车、船舶推进等方面都有采用。它不仅用于调速系统，还扩大到其他领域，特别是电力系统，可以提高功率因数、稳定电压等，对改进供电质量有着重要的贡献。在与控制理论结合方面，从经典控制理论到现代控制理论都已普遍采用；近年来智能控制也开始渗入，如模糊控制、免疫算法，混沌算法等的应用，已取得良好的效果。总之，SVPWM 技术内容十分丰富，这是这本小书所无法包容的，只能从基础讲起，提纲挈领，做一个概括的介绍，有“抛砖引玉”之意。

本书为汇编性质，参考和引用了大量文献资料，谨向所有原编、著者致以衷心的感谢。本书编者水平有限，在全书内容的编排和对参考文献的理解等方面，均有许多不当之处，请读者和专家不吝指正。

编者

目　录

电气自动化新技术丛书序言

第 5 届电气自动化新技术丛书编辑委员会的话

前言

第 1 章　变频调速与 SVPWM 技术 …… 1

1.1　变频调速概述 …… 1

1.1.1　变频调速系统 …… 1

1.1.2　变频器 …… 1

1.1.3　电力电子电器件 …… 8

1.2　变频器谐波的影响与对策 …… 13

1.2.1　输入侧谐波的影响与对策 …… 13

1.2.2　输出侧谐波的影响及对策 …… 16

1.3　SPWM 技术 …… 18

1.3.1　调制的原理和分类 …… 18

1.3.2　SPWM 波形成的方法 …… 21

1.3.3　SPWM 的优点与缺点 …… 22

1.3.4　SPWM 的优化 …… 22

1.4　变频调速系统的控制 …… 24

1.4.1　开环控制 …… 24

1.4.2　闭环控制 …… 25

1.5　SVPWM 技术 …… 26

1.5.1　概述 …… 26

1.5.2　SVPWM 技术的原理与分类 …… 26

1.5.3　SVPWM 技术的优点与展望 …… 27

参考文献 …… 29

第 2 章　两电平 SVPWM 技术 …… 30

2.1　两电平逆变器 …… 30

2.2　两电平逆变器合成电压矢量与磁链的空间分布 …… 31

2.2.1　逆变器输出电压空间矢量的空间分布 …… 31

2.2.2　电压矢量与磁链矢量轨迹 …… 34

2.3　SVPWM 的调制模式和算法 …… 35

2.3.1　多个电压矢量连续切换的 SVPWM 模式 …… 35

2.3.2 矢量合成法的 SVPWM 模式 …… 38
2.4 对称调制模式和算法 …… 42
2.4.1 基本原理 …… 42
2.4.2 实施算法 …… 46
2.4.3 对称调制模式与 SPWM 的比较 …… 49
2.4.4 对称调制模式的特点和优点 …… 50
2.4.5 对称调制模式的推广 …… 51
2.5 两电平 SVPWM 的新算法 …… 52
2.5.1 随机控制算法 …… 52
2.5.2 免疫算法 …… 54
2.5.3 反向传播神经网络算法 …… 54
2.6 两电平三维空间电压矢量 SVPWM 控制 …… 55
2.6.1 三相四桥臂逆变器 …… 55
2.6.2 三相四桥臂逆变器的电压空间矢量 …… 56
2.6.3 三相四桥臂逆变器的电压空间矢量控制 …… 57
参考文献 …… 58
第 3 章 两电平 SVPWM 技术的应用 …… 60
3.1 两电平 SVPWM 技术在矢量变换控制中的应用 …… 60
3.1.1 矢量变换控制的基本原理 …… 60
3.1.2 SVPWM 矢量控制系统的构成与控制原理 …… 64
3.1.3 矢量变换控制的特点 …… 66
3.2 SVPWM 在直接转矩控制系统中的应用 …… 66
3.2.1 直接转矩控制的基本原理 …… 66
3.2.2 直接转矩控制系统的构成与控制原理 …… 68
3.2.3 电压矢量与 Ψ、T_e 的关系 …… 70
3.2.4 采用电压矢量选择表的直接转矩控制系统 …… 72
3.2.5 直接转矩控制的数字化 …… 72
3.2.6 直接转矩控制的特点与存在的问题 …… 74
3.3 直接转矩控制的改进方案 …… 76
3.3.1 模糊控制的直接转矩控制 …… 76
3.3.2 预测转矩的直接转矩控制 …… 76
3.4 采用谐振极软开关逆变器的直接转矩控制 …… 77
3.4.1 RPZVT 逆变器的构成及工作原理 …… 77
3.4.2 控制系统的构成 …… 79
3.4.3 控制原理 …… 79
3.4.4 仿真及实验结果 …… 81
3.5 PWM 整流器的控制 …… 82
3.5.1 PWM 整流器 …… 82

3.5.2　SVPWM 功率滞环控制系统 …… 84
3.6　双 PWM 变频器系统 …… 86
3.6.1　系统的构成 …… 86
3.6.2　四象限运行的控制 …… 86
参考文献 …… 89
第 4 章　三电平 SVPWM 技术 …… 90
4.1　三电平逆变器 …… 90
4.2　三电平电压空间矢量的分布 …… 93
4.2.1　逆变器三电平的产生 …… 93
4.2.2　三电平空间电压矢量与分析 …… 94
4.3　三电平 SVPWM 控制算法 …… 97
4.3.1　传统的三电平 SVPWM 算法 …… 98
4.3.2　60°坐标系 SVPWM 的算法 …… 102
4.3.3　三电平 SVPWM 分解为两电平 SVPWM 的简化算法 …… 105
4.3.4　扇区两位数编号法 …… 105
4.4　中点电压平衡问题 …… 107
4.4.1　逆变器中点电压波动的原因和控制 …… 107
4.4.2　电压矢量与中点电流的关系 …… 107
4.4.3　抑制中点电压不平衡的控制方法 …… 109
4.5　三电平 SVPWM 算法的特点与电压矢量的优化 …… 116
参考文献 …… 118
第 5 章　三电平 SVPWM 技术的应用 …… 119
5.1　三电平 SVPWM 技术在矢量变换控制中的应用 …… 119
5.1.1　NPC 逆变器矢量控制调速系统的构成与控制原理 …… 119
5.1.2　SVPWM 算法 …… 121
5.1.3　中点电压平衡问题的其他解决方法 …… 122
5.1.4　SVPWM 矢量控制的效果 …… 123
5.2　三电平 SVPWM 技术在直接转矩控制中的应用 …… 125
5.2.1　采用优化矢量表的直接转矩控制系统 …… 126
5.2.2　采用自适应技术的优化矢量表直接转矩控制系统 …… 127
5.2.3　三电平逆变器直接转矩控制在连续混炼机中的应用 …… 129
5.3　三电平整流器的 SVPWM 控制和双 PWM 调速系统 …… 132
5.3.1　三电平整流器的结构 …… 132
5.3.2　整流器控制原理 …… 133
5.3.3　三电平整流器 SVPWM 控制系统 …… 136
5.3.4　双 PWM 变频调速系统 …… 137
5.3.5　单相三电平 PWM 整流器 …… 140
5.4　同步电动机变频调速的 SVPWM 控制 …… 146

5.4.1 概述 …… 146
5.4.2 永磁式同步电动机直接转矩控制 …… 147
5.4.3 励磁型同步电动机矢量控制 …… 148
参考文献 …… 149
第6章 多电平SVPWM技术及其应用 …… 150
6.1 多电平逆变器 …… 150
6.1.1 高压变频器 …… 150
6.1.2 多电平逆变器 …… 151
6.1.3 多电平逆变器分类 …… 151
6.1.4 多电平逆变器的优缺点 …… 155
6.2 多电平逆变器空间电压矢量与分布 …… 155
6.3 多电平SVPWM控制算法 …… 158
6.3.1 算法的复杂性和解决的基本思路 …… 158
6.3.2 各种坐标系算法 …… 159
6.3.3 多电平SVPWM简化算法二例 …… 163
6.4 五电平逆变器三维SVPWM控制 …… 168
6.4.1 五电平逆变器结构和开关逻辑 …… 169
6.4.2 两层3D-PWM电压矢量滞环控制策略 …… 170
6.5 级联型（功率单元串联）逆变器在有源滤波系统中的应用 …… 171
6.5.1 错时采样空间矢量调制（STS-SVM）的工作原理 …… 171
6.5.2 级联型逆变器STS-SVM在有源电力滤波（APF）系统中的应用 …… 173
参考文献 …… 176
第7章 SVPWM技术工程应用实例 …… 178
实例1 SVPWM技术在电动游览车中的应用 …… 178
实例2 基于电压空间矢量脉宽调制的水泵压力闭环控制系统 …… 184
实例3 基于电压空间矢量的电动汽车电驱动系统高效快速转矩响应控制 …… 193
实例4 多电平变流器在风力发电系统中的应用 …… 200
实例5 SVPWM技术在单相逆变电源中的应用 …… 209
实例6 TR08磁浮列车驱动控制系统的研究 …… 219

第 1 章　变频调速与 SVPWM 技术

SVPWM 技术是空间矢量脉冲宽度调制技术的简称，它是变频调速逆变器所用的调制技术，故有时称为逆变器 SVPWM 技术。虽然目前 SVPWM 技术已跨越调速进入了其他领域，但主要应用还是在变频调速。所以为了讲述这种技术，有必要先了解变频调速系统的构成、各个环节的作用、系统会出现的问题与对策，以及 SVPWM 技术起什么作用、有什么优点。本章将扼要讲述这些内容，以便与下面讲述 SVPWM 技术相衔接，使读者易于接受与理解。

1.1　变频调速概述

1.1.1　变频调速系统

变频调速系统由变频器、电动机和控制系统三大部分构成，有时还包括负载。变频器是一个能改变频率的交流电源，它是系统的核心。控制系统主要由控制器和电流、转速等检测仪器组成，用于按照给定指令，调节电动机的转速和控制电动机的转矩，完成传动任务。电动机主要是异步电动机，少数场合用同步电动机。负载即各类工作机械、设备，用于完成各种生产任务。整个变频调速系统如图 1-1 所示。

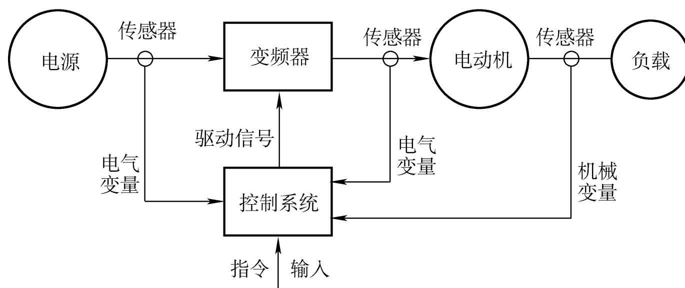


图 1-1　变频调速系统

1.1.2　变频器

变频器是一个变频电源，可分为“交－直－交”和“交－交”两大类，所谓“交－直－交”就是将交流电输入，经整流器整流变成直流电，然后经过滤波环节，再进入逆变器，逆变成三相频率可调的交流电，故称“交－直－交”；又分电压型（大电容滤波）和电流型（大电感滤波）两类。所谓“交－交”，就是将交流电送入变频器后直接变成三相频率可调的交流电输出，故称“交－

交”。目前用得最广泛的是交－直－交电压型变频器，故本书将其作为重点。由于电流型也可用 SVPWM 技术，故作简单介绍，“交－交”变频器与 SVPWM 技术无关，故只作简述。

1. 交－直－交电压型变频器

图 1-2 所示为一个六拍交－直－交电压型三相变频器拓扑结构，左侧为二极管不可控整流器，提供直流电源；中间为大电容滤波，以获得平直的直流；右侧为逆变器。逆变器用 6 个 IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor，绝缘栅双极型晶体管）VT_1 ~ VT_6 构成三相逆变桥（称为六拍三相桥），VT_1、VT_3、VT_5 为共阳极组，VT_2、VT_4、VT_6 为共阴极组；每个桥臂有 2 个 IGBT 串联，从连接点引出三相接线。把一个周期 T 等分为 360°（见图 1-4），将 VT_1 ~ VT_6 以相隔 60°的电角度依次导通，每个 IGBT 导通 180°；任一时刻有三个 IGBT 导通，同桥臂的另一个 IGBT 必须关断；这样工作下去，逆变器便可对三相负载 R 输出三相交流电。调节触发频率（T 时间长短）便可调节输出交流电的频率，其波形如图 1-4 所示。

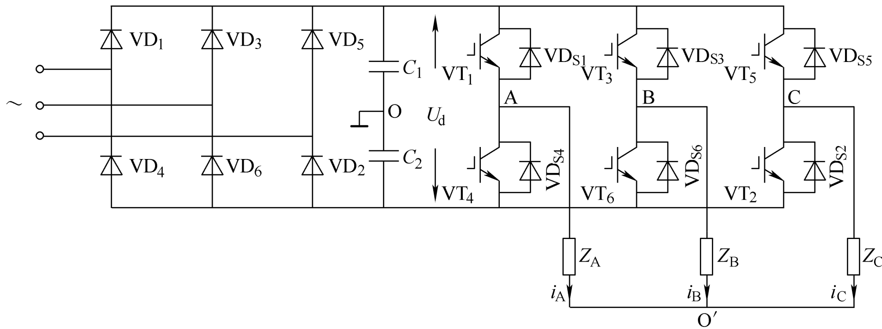


图 1-2　IGBT 三相变频器

图 1-2 中 U_d 为直流电源电压，E 为 $U_d/2$，O 为理想中性点，O′为负载中性点。u_A、u_B、u_C 为 A、B、C 三点电位，$u_{AO'}$、$u_{BO'}$、$u_{CO'}$和 u_{AB}、u_{BC}、u_{CA}分别表示负载上的相电压和线电压。

先求两个中点间的电压 $u_{OO'}$。在 0 ~ 60°区间，等效电路如图 1-3a 所示。

$$U_{PO'} = \frac{\frac{R}{2}}{R + \frac{R}{2}} \times 2E = \frac{2}{3}E$$

$$u_{OO'} = -U_{PO'} + E = -\frac{2}{3}E + E = \frac{1}{3}E = \left(\frac{1}{3}\right)\frac{1}{2}U_d = \frac{1}{6}U_d$$

在 60° ~ 120°区间，等效电路如图 1-3b 所示。

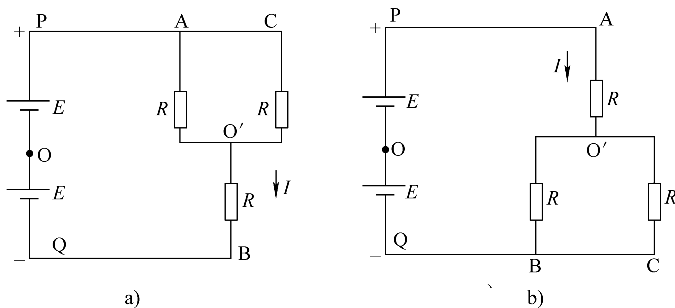


图 1-3　等效电路

$$U_{PO'} = \frac{R}{R + \frac{R}{2}} \times 2E = \frac{4}{3}E$$

$$u_{OO'} = -U_{PO'} + E = -\frac{4}{3}E + E = -\frac{1}{3}E = \left(-\frac{1}{3}\right)\frac{1}{2}U_d = -\frac{1}{6}U_d$$

其余类推，便可得到图 1-4 所示的 $u_{OO'}$ 波形。

再求 u_A、u_B、u_C，它们的求法主要看 IGBT 的导通情况。例如求 u_A，当 VT_1 导通时，$u_A = U_P = E = U_d/2$，而在 VT_4 导通时，$u_A = U_Q = -E = -U_d/2$。同理可求 u_B、u_C。

在上述数据求得后，负载相电压及线电压就可以按照下列式子计算：

$$u_{AO'} = u_A - u_{OO'}$$
$$u_{BO'} = u_B - u_{OO'}$$
$$u_{CO'} = u_C - u_{OO'}$$
$$u_{AB} = u_{AO'} - u_{BO'}$$
$$u_{BC} = u_{BO'} - u_{CO'}$$
$$u_{CA} = u_{CO'} - u_{AO'}$$

例如求相电压 $u_{AO'}$ 有效值：

$$\begin{aligned} u_{AO'} &= \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u_{AO'}^2 \mathrm{d}t} \\ &= \sqrt{4 \times \frac{1}{2\pi}\int_0^{\frac{\pi}{3}}\left(\frac{1}{3}U_d\right)^2 \mathrm{d}t + 2 \times \frac{1}{2\pi}\int_0^{\frac{\pi}{3}}\left(\frac{2}{3}U_d\right)^2 \mathrm{d}t} \\ &= 0.471U_d \end{aligned} \tag{1-1}$$

线电压有效值：

$$u_{AB} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u_{AB}^2 \mathrm{d}t} = \sqrt{2 \times \frac{1}{2\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{3}} U_d^2 \mathrm{d}t} = 0.816U_d \tag{1-2}$$

因此

$$\frac{u_{AB}}{u_{AO'}}=\frac{0.816U_d}{0.471U_d}=\sqrt{3}$$

$$u_{AB}=\sqrt{3}U_{AO}$$

从计算结果可以看到，线电压与相电压有效值之比为$\sqrt{3}$，可见逆变器输出电压为三相交流，便可描绘出相电压和线电压的波形，如图 1-4 所示。

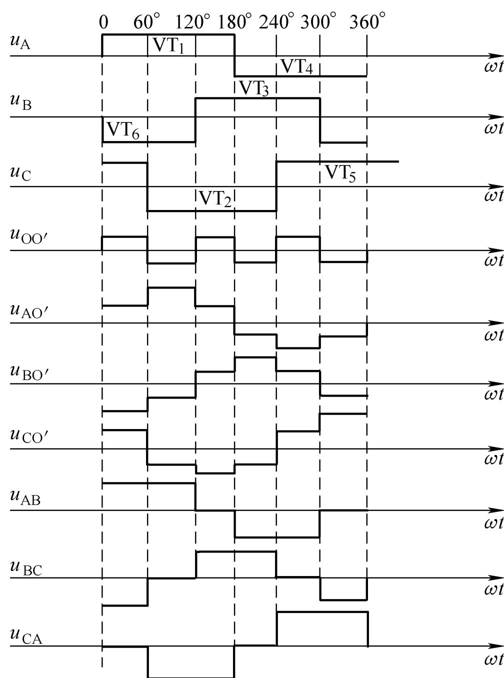


图 1-4　电压型三相变频器输出波形

IGBT 的驱动信号发生电路可参看电子学教科书。从式（1-1）和式（1-2）可知，改变直流电压 U_d 便可改变逆变器输出交流电压，从而完成变压变频（VVVF）的功能[注1]。

图 1-2 所示的三相拓扑结构，由于 IGBT 导通角为 180°，故称为 180°导电型逆变器；还有一类逆变器，在一个周期内每个开关管导通 120°，同时有两个开关管导通，称为 120°导电型逆变器。故电压型三相变频器分两类：180°导电型和 120°导电型。

请读者注意，由于交－直－交变频器实质上是逆变器直变交，因此一般说逆变器就是指交－直－交变频器，特别是电压型，以下各章说逆变器就是指电压型变频器。

2. 交－直－交电流型变频器

（1）结构和工作原理　交 – 直 – 交电流型变频器的结构和工作原理与电压型相似，为六拍三相桥，只是直流环节采用大电感滤波；分强迫换相式、自换相式、滤波器换相式和负载换相式，现以强迫换相式为例叙述于下：

强迫换相式常见的为串联二极管式，其主电路拓扑结构如图 1-5 所示，变频器的整流部分为可控整流器，可供应直流电源及作回馈电能给电网用。L_d 为滤波电感。逆变器由 6 个晶闸管组成。

所谓强迫换相，是指逆变器从一相转入另一相时需要将原来导通的开关管强行关断。这里开关管是指晶闸管。晶闸管是一种半控器件，一经导通就不能自行关断，此时如果同一桥臂另一个开关管导通，则会造成直流电源短路，逆变器便无法工作下去，因此必须使之关断。在常用的晶闸管逆变器中，采用强迫关断的方法，即借用所谓换相回路，对该晶闸管施加反压，将其关断，这个关断过程叫做强迫换相。

下面讲述电流型逆变器换相过程。

逆变器中 6 个晶闸管在一个周期 T 内，任何时刻，上下两组中各有一个导通，次序是 $VTH_1 \sim VTH_6$，导通时间为 120°，故属于 120°导电型。图 1-6 所示为当 VTH_6 和 VTH_1 导通时，电流 I_d 经 VTH_1—VD_1—A 相—B 相—VD_6—VTH_6 成一回路，此时 $i_A = I_d$，$i_B = -I_d$，$i_C = 0$，依此类推，可得三相电流波形为矩形波，如图 1-7 所示。而电压波形主要决定于电动机的电动势，也示于同一图中，这是与电压型不同之处。改变周期 T 就改变了频率。

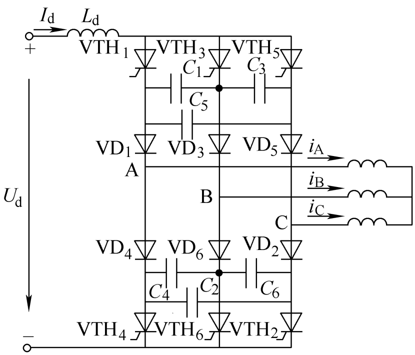


图 1-5　串联二极管式变频器结构

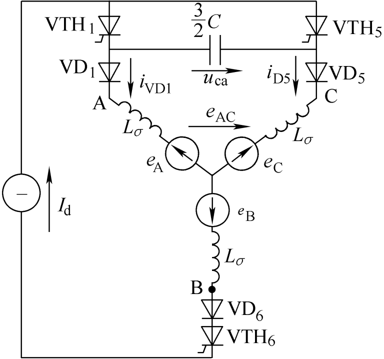


图 1-6　换相过程

逆变器中有 6 个电容 $C_1 \sim C_6$，为换相电容，起换相作用，C_1、C_3、C_5 和 C_4、C_6、C_2 等效为 $3C/2$。6 个串联二极管，起隔离换相电容与负载之用，防止电容上的电压经负载放电。在换相过程中，电动机绕组电动势参与了作用。换相过程以从 VTH_5 换相到 VTH_1 来说明：

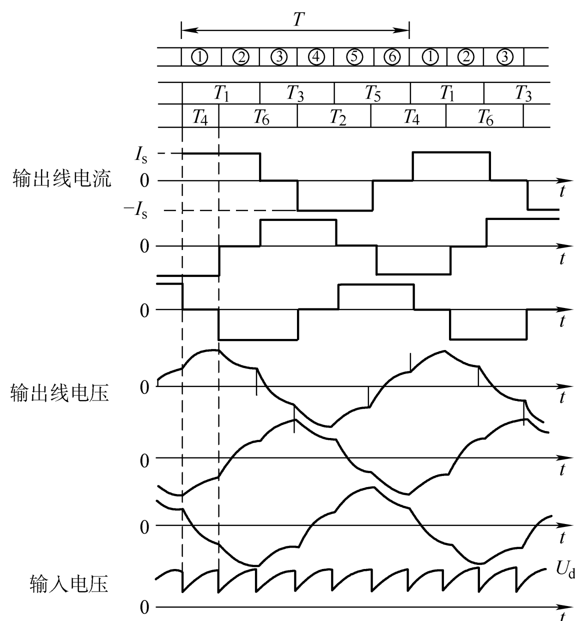


图 1-7　电流型逆变器输出波形

1）晶闸管换相与恒压充电阶段：触发 VTH_1 开始了电流从 C 相到 A 相的换相过程。由于 VTH_1 导通，换相电容上所充的电压极性，使 VTH_5 立即处于反偏关断，电流 I_d 转移到 VTH_1，但此时换相电容 $3C/2$ 上电压 U_C，仍高于电动机电压 U_{CA}，故 VD_1 仍处于反偏截止状态，负载电流仍流经 VD_5，换相电容被反向充电，保持负载电流 I_d 不变，直到 $U_C > U_{CA}$，二极管 VD_1 开始正偏为止。

2）换相阶段：VD_1 开始导通后，C 相电流由 I_d 下降，而 A 相电流由零上升；这一阶段 VD_1、VD_5 同时导通。当 C 相电流下降到零时，换相阶段结束，在此阶段中，电动机端电压出现尖峰，这是由于电流转移过程中，di/dt 在漏感 L' 上产生的电压降而造成的，在换流结束时，换流电容上电压达最大并不改变。

3）正常运行阶段：自 C 相电流为零的时刻起，VD_5 关断，直流电流经 VTH_1—VD_1—VTH_6—VD_6 在 AB 相中流动而进入正常运行阶段。

（2）四象限运行　图 1-5 所示的变频器中整流器为可控整流器，可以进行四象限运行。当电动机正转运行于第一象限时，降低频率减速或停车，由于惯性，转子仍按原转速旋转，即转子频率大于同步频率，电动机处于发电状态而进入第二象限。等到所储蓄的动能消耗完毕时，电动机低转速运行，回到第一象限或停止。在发电状态时，产生的电能经逆变器的回馈二极管整流变成直流；此时调整整流器的触发延迟角大于 90°，进入逆变状态，将直流逆变为交流送回电网，形成能量回馈。如果电动机原为反转，则处于第三象限，当减速或停车，同

样进入发电状态和第四象限，产生能量回馈作用，因此此种带有可控整流器的变频器具有四象限运行能量回馈功能，如图 1-8 和图 1-9 所示。若使图 1-5 所示的变频器有此功能，整流器必须为可控，开关器件也采用全控型 IGBT。

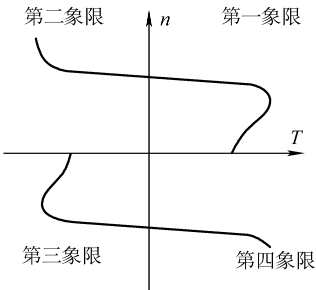


图 1-8　四象限运行

3. 交－交变频器

交－交变频器就是将某一固定频率的交流电直接变换为频率可调的交流电，除了能调频外，还要求能调压，其基本原理可用图 1-10a 所示的单相变频器说明，由正、反两组可控整流器反并联组成。两组均输入交流电，设正组整流器导通工作，反组整流器关断，则在正组输出电压 E_p 作用下，负载电压上端为正，下端为负。隔一定时间关断正组，导通反组，在反组输出电压 E_N 作用下，负载流过的电流 I_N 使负载电压下端为正，上端为负。再隔相等时间，关断反组导通正组，负载电流又使负载上端为正、下端为负。如此重复工作下去，负载上便获得如图 1-10b 所示的矩形交流电压。虚线表示其基波分量。

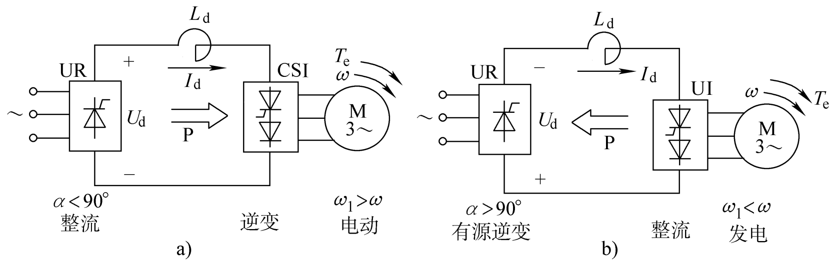


图 1-9　四象限运行示意图

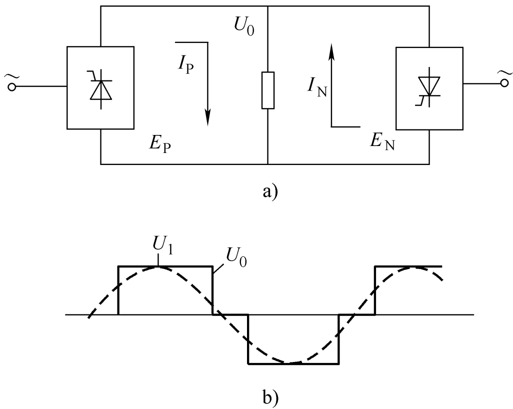


图 1-10　交－交变频原理

1.1.3 电力电子电器件

用于变频器的功率器件可分为三类：

1）不控型两端器件，如二极管；

2）半控型三端器件，不控制关断，如晶闸管；

3）全控型三端器件，可控制导通、关断，如 IGBT。

功率器件主要的技术参数是电压、电流、工作频率、开通时间等，生产厂商将电压、电流分成若干等级，供用户按变频器的容量选用。

变频器所用的功率器件应具备的条件有如下几项：

1）功率器件在关断状态下，应有足够的耐压能力，以适应所在电网高电压的要求，不致被击穿损坏；在此高电压作用下，漏电流不得大于允许值。

2）在导通状态下，具有较高的电流密度，能通过足够的电流定额，满足负载的需要，内阻要小，通态电压降要低。

3）开关损耗要小，同时在开关状态转换时具有足够短的开通时间和关断时间，使开关频率提高，同时 SPWM 的载波频率得以大大提高，输出波形更接近正弦波。

4）开关转换时能承受系统的 di/dt、du/dt，保证系统正常运转。

5）控制极[㊀]驱动功率小，损耗小，与上一项开关损耗相结合，使变频器的功率损耗大为降低，以适合变频装置的需要。

6）器件热阻小，内阻小，饱和压降小，电流容量大。才能使器件工作极限温度高。

根据以上要求，生产厂商对功率器件确定每一个等级产品的定额参数，并记入说明书中，供用户选用。

1. 二极管

二极管是一种两端器件，功率二极管与一般小型二极管的区别是电压、电流定额很高、功率很大，因此尺寸较大。在变频器中的主要用途有：

1）用于不可控整流器，作为变频器的直流电源。

2）在逆变器中作反馈滞后电流用，又称续流管。

3）在多电平高压变频作钳位用。因此二极管在变频器中也属于重要的功率器件。用于变频器的功率二极管目前的技术水平为 8kV/5kA，工作频率为 400Hz，且还在提高中。

2. 晶闸管

晶闸管是最早开发成功的开关器件，可说是开关器件中的“元老”。在低压变频器和高压变频器中用作可控整流器和逆变器，完成整流或逆变任务，其结构和图形符号如图 1-11 所示。

㊀ 对于不同的功率器件，具有不同的控制极，如晶体管为基极、MOSFET 和 IGBT 为栅极、晶闸管为门极，这里泛指时称为控制极。

当晶闸管阳极加上正向电压，门极加上触发脉冲便可导通，导通后，只要电流不小于维持电流 I_H 就不会关断。其恢复关断的条件是

1）撤去正偏电压（阳极电压）。

2）对阴极加上反偏正电压强迫关断，一般用换相回路来实现，这会增加变频器的损耗。

3）导通后，使电流减小到某一值便会使其自然关断，此电流值叫做维持电流（I_H），意思是只要晶闸管电流大于此值就会保持导通。

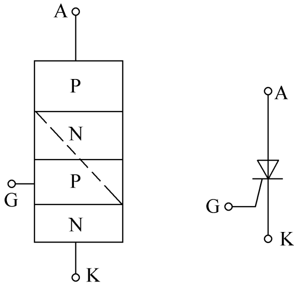


图 1-11　晶闸管的结构图形符号

晶闸管分普通型和其他派生型。普通晶闸管的主要特性参数有

1）额定电压 U_E：就是阻断时能承受的电压，是现今所有开关器件最高的，达 12kV 或更高，被称为超大功率器件。

2）额定电流 I_E：能长期通过的电流，其数值很大，达 1kA 以上。

3）工作频率：也称为开关频率，即单位时间内器件能够反复通断而不致误动作的开关次数。工作频率与开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 有关。所谓开通时间是指晶闸管门极从加上触发脉冲起，到管子完全导通的时间；关断时间是指管子承受阻断条件起，到完全阻断的时间。

晶闸管的工作频率只有 100Hz，在 IGBT、IGCT（Integrated Gate - Commutated Thyristor，集成门极换流晶闸管）等器件未研制成功之前，曾经挑起变频调速的重任，目前只在特大功率下、频率要求很低的场合尚有应用。

3. 门极关断晶闸管

门极关断晶闸管[㊀]（Gate Turn - off Thyristor，GTO Thyristor）与普通晶闸管不同之处是，GTO 导通后，对其门极加一足够大的负脉冲，就可使其关断，故属于全控器件。

GTO 的特性参数涵义很多和晶闸管是相同的，只是数值有所区别。电压/电流为 9kV/6kA，也被称为超大功率器件。工作频率达 1kHz，已适合 SPWM 之用，至今仍不失为变频器的一支主力军，并已模块化。GTO 是一种 PNPN 四层结构的电力电子器件，其结构和图形符号如图 1-12 所示，和普通晶闸管一样，有阳极 A、阴极 K 和门极 G。

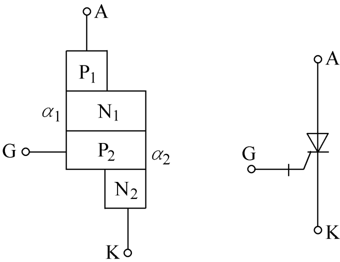


图 1-12　GTO 的结构和图形符号

㊀　为方便起见，人们习惯用 GTO 代表门极关断（GTO）晶闸管。

4. 大功率晶体管

大功率晶体管（Giant Transistor，GTR）的结构和图形符号和小型晶体管相同。目前常用的大功率晶体管分为三种：双极型 GTR、达林顿晶体管和 GTR 模块。达林顿晶体管由多个单管复合而成，虽然提高了电流增益，但饱和电压降增大，开关速度较慢；故常用的为双极型 GTR 和 GTR 模块。GTR 的主要参数有：

1）最高电压额定值 U_{cm}：即集电极的击穿电压值，达 1.8kV。

2）最大电流额定值 I_{cm}：1kA

3）基极最大电流值 I_{BM}：$I_{BM} = (1/2 \sim 1/6) I_{CM}$

4）最高工作频率：500～1000 Hz

GTR 的电压/电流等级较高，在较低的高压等级条件下常被采用。GTR 的主要缺点是易发生二次击穿，因此需要可靠的保护，此外耐电流浪涌能力 di/dt 也较差，也需有效保护；这些因素限制了它的用途。

5. 功率场效应晶体管

功率（金属－氧化物－半导体）场效应晶体管（Metal－Oxide－Semiconductor Field－Effect Transistor，MOSFET）是普通绝缘栅场效应管大功率化，其耐压达 1000V，最大电流达 200A，它比 GTR 优越的地方是：

1）开关频率高，为 20kHz，而 GTR 只有 10kHz；

2）稳态工作时栅极无电流通过，只有在动态过程才有位移电流出现，因此所需驱动功率比 GTR 小得多，驱动电路也比较简单。因此 MOSFET 在新一代变频器中得到了广泛应用。许多变频器之所以选用它，主要是有利于采用 SPWM 技术。

MOSFET 结构和工作原理与普通场效应晶体管相同，其图形符号如图 1-13 所示，左图为 N 沟道 MOSFET，右图为 P 沟道 MOSFET。三个极分别为漏极 D、源极 S 和栅极 G，目前它多和续流二极管并联制成模块，每个模块为一桥臂二单元（即两个器件串联），使用甚为方便。MOSFET 目前技术水平，耐压（开路阻断电压）为 1000V，电流（最大持续电流）为 200A，因此很有应用市场。

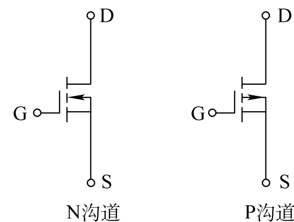


图 1-13　MOSFET 图形符号

6. 绝缘栅双极型晶体管

绝缘栅双极型晶体管（IGBT）是新一代变频器中用得最普遍的开关器件，可说是“当家花旦”。其所以如此，是因为是它是一种将 GTR 与 MOSFET 巧妙结合一起的电压型双极/MOS 复合器件；取长补短，具有输入阻抗高、开关速度快、器件损耗小、驱动电路简单、驱动功率小（可用集成块驱动）、极限温度高、热阻小、饱和压降和电阻低、电流容量大、抗浪涌能力强、安全区宽、并联

容易及稳定可靠等一系列优点，超过 GTR 和 MOSFET，实为一种理想的开关器件。图 1-14 所示为 IGBT 的图形符号和等效电路。目前 IGBT 已制成模块供应，有一单元（一个器件并联续流二极管），二单元（两个单元串联即一个桥臂），六单元（三个二单元构成三相桥）等型式。

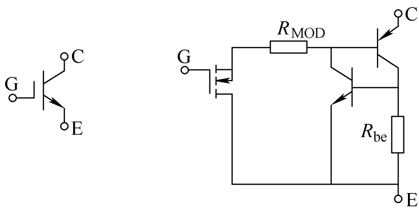


图 1-14　IGBT 图形符号和等效电路

当 IGBT 集电极电流 I_c 瞬时过大，即使撤去栅极电压，器件也会导通，使栅极失去控制作用。如果外电路不能限制 I_c 增长，则可能发生二次击穿，损坏器件。设计和运行时应考虑防止出现这种现象。IGBT 的安全区较宽，这对于保证正常工作是一个有利条件。

IGBT 运行时也有偶然发生短路的现象，可以装设过电流限制电路，最新模块就有此种电路。通常用过电流产生到器件开始损坏这段时间来标志该器件承受短路的能力；时间越长，说明承受能力越强。

IGBT 也有一些缺点，如 HVIGBT（高压 IGBT）内阻较大，使通态压降和损耗较大（不及 IGCT），应用于高压变频器中时常常是串联使用。

7. 智能功率模块

智能功率模块（Intelligent Power Module，IPM）是以 IGBT 电路为基础的集成电路，是电力电子技术发展史上的重大成果。首先是日本三菱电机公司，后来又有一些外国厂商开发出各种品牌的 IPM，使应用 IGBT 变得更为方便可靠。因为 IPM 将 IGBT 和驱动电路、保护电路、检测电路等集成为一个模块，这就大大地方便了使用，缩短了设计与开发时间，增强了可靠性，图 1-15 所示为 IPM 结构示意图。其特点如下：

1）模块内集成了电流互感器，可以检测过电流、短路电流，不需要另设检测仪器仪表，降低了成本。

2）模块内有过电流、短路、电源欠电压，过热等保护功能，如果某种功能工作，即使输入是导通信号，也变为关断状态，并发出故障信号，确保安全使用，提高了可靠性。

3）不需要实施 MOS 系列的防静电措施，操作非常方便。

8. 集成门极换流晶闸管

集成门极换流晶闸管（IGCT）也是现有的高压变频器中大量采用的开关器件，与 IGBT 可称为“变频双璧”或“姊妹花”。其图形符号如图 1-16a 所示[㊀]，门

㊀ 目前 IGCT 的图形符号在国内还没有统一的标准，图 1-16a 中给出的为示意图，图 1-16b 为国外文献上出现的几种图形符号。

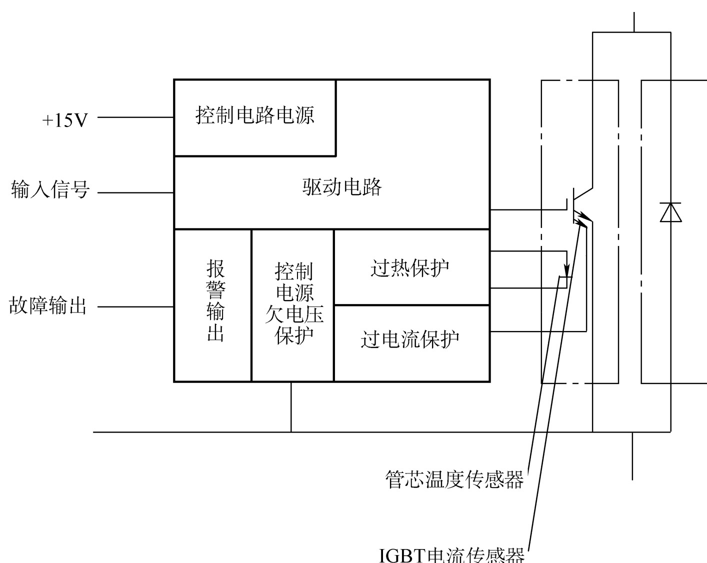


图 1-15　IPM 结构示意图

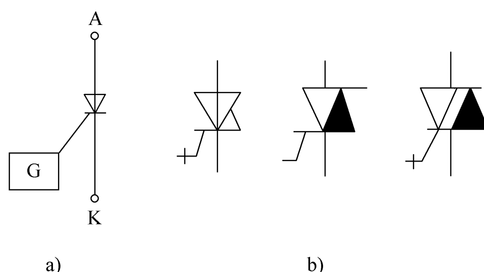


图 1-16　IGCT 符号

a）图形符号　b）国外文献中出现的几种画法

极上连接的方框即为触发集成电路。IGCT 常用于大功率高压变频器。它是在 GTO 基础上发展起来的器件，保留了 GTO 导通压降小，电压、电流高（4500 ~ 6000V，4000 ~ 6000A）的优点，又克服了 GTO 开关性能差的缺点（触发功率大、开关频率低），所以它和 IGBT 旗鼓相当，适合高压大容量变频器的要求。IGCT 分逆导型、逆阻型和非对称型。制造厂商将开关器件和触发电路做成一个整体，这种模块用 6 个器件便组成一个三相桥，使用十分方便，因此，IGCT 有取代 GTO 的可能。

9. MOS 控制晶闸管

MOS 控制的晶闸管（MOSFET Controlled Thyristor，MCT）是 MOSET 与双极型器件结合的产品，实际上是一种 MOS 控制的 GTO。与 IGBT 不同的是通过 MOS 控制发射极短路来实现关断，其结构与图形符号如图 1-17 所示。此种器件也具有高输入阻抗与快速开关能力，且电压高、负载电流大，驱动功率小又不要另加关断电路，故最适于取代 GTO。目前 MCT 电压电流定额为 1kV/100A，已经投入使用。GTO 关断的门极触发电流为阳极电流的 1/5，对大容量变频器实在不利；而且开关频率只有 300Hz，而 MCT 达 2kHz，故 MCT 也是有很大发展前途的器件。

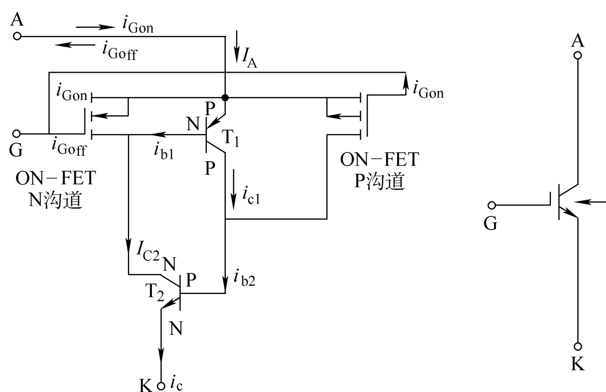


图 1-17　MCT 结构与图形符号

1.2　变频器谐波的影响与对策

由于变频器中开关器件离散工作的特性，在其输入输出电压和电流中并非正弦波，除了基波之外还含有丰富的谐波，基波是产生转矩工作的，而谐波会给变频器的周边设备带来各种不良的影响，特别是高压变频器电压很高、容量很大，所以影响程度更大，更值得注意。

变频器产生的谐波可以分为以下几类：

1）输入侧谐波：接入电网的变频器，使供电电源的波形发生畸变，将给处于同一供电电源的其他设备带来不良影响，使这些设备出现故障，不能正常工作。这类输入侧引起的谐波称为输入侧谐波或简称输入谐波。

2）输出侧谐波：变频器输出侧输出的谐波，会使驱动的电动机产生噪声、振动和发热，使电动机往往不能正常工作，这类谐波称为输出侧谐波或简称输出谐波。

3）电磁波：采用 PWM 控制方式的逆变电路中，开关器件以相当高的频率进行开关动作，因此变频器的输出电压和输出电流中含有可达到数十兆赫的高次谐波，并通过静电感应和电磁感应而成为电波噪声，叫做电磁干扰（Electromagnetic Interference，EMI）。还有变频器内电子电路中也可能产生电磁辐射电波。电波噪声对变频器周边电气设备的影响主要是对通信设备、仪器仪表和电视广播等的干扰，由于它不属于本书范围，所以在此不作讲述，读者可参看有关文献。

1.2.1　输入侧谐波的影响与对策

1. 谐波的产生与影响

交–直–交电压型变频器的输入是将交流电源转换为直流电源的整流电路。由于整流器与逆变器之间有大的电容，如图 1-18a 所示，电源供给变频器的电流

实际上是电容的充电电流。图 1-18b 和 c 所示为接于三相电源变频器的输入电压和输入电流的波形。这些波形由于内部阻抗的原因，变频器供电电源的容量越大，变频器输入电流的波形就越陡峭，而输入电压的波形畸变则越小；与此相反，电源容量越小，则电流波形就越平缓，而电压的波形畸变则越大。

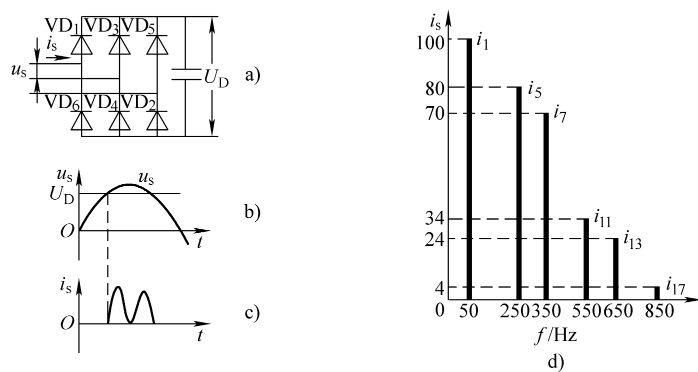


图 1-18　输入谐波

由于电流和电压的波形畸变，引起电网电压波形畸变，产生谐波分量，如图 1-18d 所示，将给其他接于同一电源的设备带来过热、噪声、误动作等不良影响。而且变频器容量越大，影响也就越大，这些干扰被称为对电网的污染。此外，还会存在功率因数低下问题。为了消除这些不良污染，必须采取有效的对策。

2. 消除污染的对策

消除输入谐波影响的方法有使用电抗器、滤波器、多脉波整流、PWM 整流等。对要求不高的场合，可采取前两种方法，作为抑制谐波的辅助电路；后两种方法较有效，特别是 PWM 整流。

（1）使用电抗器　此法是在变频器的整流侧插入直流电抗器，或者在输入端插入交流电抗器；通过插入电抗器，可以减少脉冲状的电流波形的峰值，从而达到改善电流波形的目的。在选择插入电路的电抗器的容量时，应使电抗器上的电压降在负载额定电压的 2% ~5% 范围之内，以免降低驱动电动机的电压。一般情况下，当插入电压降在 5% 的电抗器时，可以使谐波的含有率得到 30% 程度上的改善。

（2）使用滤波器　这种方法可以消除一部分影响较大的谐波。滤波器分为 *LC* 滤波器和有源滤波器两种，分别如图 1-19a 和 b 所示。*LC* 滤波器由电抗器和电容器组成对谐波共振电路，从而达到吸收谐波的目的。有源滤波器的工作原理则是通过有源滤波器对电流中的谐波成分进行检测，并根据检测结果，输入与谐波成分具有相反相位的电流，以此达到抵消谐波的目的。

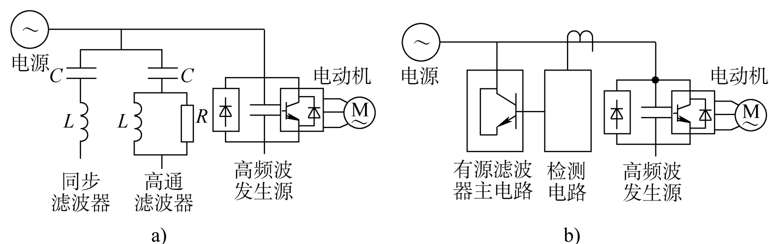


图 1-19　滤波器

a）*LC* 滤波器　b）有源滤波器

（3）采用多脉波整流　多脉波整流是一种有效抑制输入谐波的措施。

交流电变直流电的脉波数对谐波影响较大，一般如下式：

$$m = kn \pm 1 \tag{1-3}$$

$$I_{\mathrm{n}} = \frac{I_1}{m} = \frac{I_1}{kn \pm 1} \tag{1-4}$$

式中　m——可出现的谐波次数；

I_{n}——某次谐波电流（A）；

n——某次谐波（1，2，3，…，n 次）；

I_1——基波电流（A）；

k——整流脉波数（6，12，24，30…）。

由式（1-4）可看出，脉波数越多，低次谐波越少；谐波含量与脉波数成反比。如 6 脉波，则为 $I_{\mathrm{n}} = I_1/(6n \pm 1)$，12 脉波，则为 $I_{\mathrm{n}} = I_1/(12n \pm 1)$。脉波数对电源电流、电压畸变的影响比较见表 1-1（6 脉波即一般六拍三相桥整流器，由 6 个不可控或可控器件组成）。可以看出，不管是电流型或电压型，在高压变频器中，大部分都采用多脉波数整流，总电流畸变、总电压畸变均小很多。

表 1-1　整流脉波数对电源电流、电压畸变的影响比较

变频整流方式	总电流畸变率/（%）	总电压畸变率/（%）
6 脉波电流源型变频器	25	10
12 脉波电流源型变频器	8. 8	5. 9
30 脉波多重化变频器	0. 8	1. 2

图 1-20 所示为一个 12 脉波整流电路，变频器由一个具有两个二次的变压器供电。

（4）采用 PWM 整流器　采用 PWM 控制方式的整流器，可以将能量回馈给电网，实现四象限运行，也可以达到抑制输入谐波的目的。PWM 控制整流器的构成与 PWM 控制方式的逆变器的电路构成相同，可以通过适当的控制，使变频

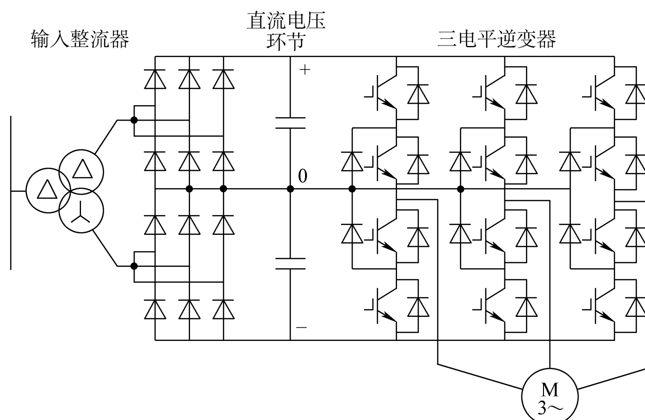


图 1-20　12 脉波整流的变频器电路

器的输入电流波形成为正弦波，因此这种整流电路带来的谐波成分非常小，本书后面将有详细讲述。

3. 功率因数问题

功率因数的计算必须用电源的有功功率和无功功率的比值来表示。变频器的功率因数因系统而异，一般较低，约为 0.7～0.75，这是因为有谐波电流的缘故。基波电流是有功电流，而谐波电流是无功电流，因此它的数值直接影响功率因数的大小，即谐波电流越大，功率因数越小。因此必须采取适当的措施对其加以抑制或消除，以达到提高整个交流调速系统运行效率的目的。

为了改善变频器的输入功率因数，可以在变频器输入端接入输入电抗器来减少谐波。而对于大容量变频器来说，有时也采用在变频器内部的整流电路和平滑电容之间接入直流电抗器的方法来代替输入电抗器。

采用 PWM 控制的整流电路可以改善功率因数，这是最有效的办法，这种电路本书后面将作详细叙述。

1.2.2　输出侧谐波的影响及对策

如前所述，变频器输出有不同程度的谐波分量，且会输出过大的 $\mathrm{d}u/\mathrm{d}t$。这些因素会使电动机过热而损坏绝缘、产生脉动转矩和噪声等，使其工作不正常。

1. 输出波形的谐波分析

对六拍三相交－直－交电压型逆变器（180°导电型负载相电压，6 阶梯波）的输出波形做傅里叶级数分析，其表达式为

$$u=\frac{3}{\pi}U_{\mathrm{d}}\left(\sin\omega t+\frac{1}{5}\sin5\omega t+\frac{1}{7}\sin7\omega t+\frac{1}{11}\sin11\omega t+\cdots\right) \tag{1-5}$$

同理，可得电流型逆变器输出电流波形（120°导电型负载相电流，矩形波）

表达式为

$$u=\frac{2\sqrt{3}}{\pi}U_{\mathrm{d}}\left(\sin\omega t-\frac{1}{5}\sin5\omega t-\frac{1}{7}\sin7\omega t+\frac{1}{11}\sin11\omega t+\cdots\right) \tag{1-6}$$

从上述表达式可以看到，方波逆变器输出较大的谐波分量，其中 5、7、11、13 次谐波最为显著。

2. 谐波损耗与电动机效率

在非正弦波电源作用下，谐波电流在电动机中造成附加损耗，从而降低电动机的效率。这种附加损耗包括电动机定子和转子谐波电流产生的铜损和铁损。

由于谐波损耗的存在，电动机的效率有所降低。当计入附加谐波损耗时电动机的效率为

$$\eta_{\mathrm{K}}=\frac{P_1-\left(\sum P_1+\sum P_{\mathrm{K}}\right)}{P_1}\times100\% \tag{1-7}$$

式中　P_1——基波功率；

$\sum P_1$——基波总损耗；

$\sum P_{\mathrm{K}}$——谐波总损耗。

因谐波损耗引起效率降低量为

$$\Delta\eta=\eta_1-\eta_{\mathrm{K}}=\frac{\sum P_{\mathrm{K}}}{P_1}\times100\% \tag{1-8}$$

式中　η_1——无谐波损耗时电动机的效率。

3. 谐波转矩

谐波电流的存在，使电动机产生附加的谐波损耗，也使电动机产生附加的谐波转矩，给电动机运行带来一定的影响。谐波转矩可分为稳定谐波转矩和脉动谐波转矩两种，分述于下：

（1）稳定谐波转矩　这种附加转矩由谐波气隙磁通与转子同次数的谐波电流相互作用而产生，因各次谐波转矩合成后基本相互抵消，故稳定谐波转矩对基波转矩影响甚微。

（2）脉动谐波转矩　由次数不同的谐波气隙磁通和转子谐波电流相互作用所产生的转矩称为脉动谐波转矩，也包括了基波气隙磁通和各次谐波转子电流相互作用所产生的转矩。由于不同次数谐波磁通与转子电流产生的转矩大小不一，故一般只计及基波气隙磁通与低次转子谐波电流所产生的脉动转矩，其中最大的依次为 5、7、11 和 13 次。

脉动谐波转矩为一个余弦函数，其方向正半周为正，负半周为负，故使电动机转矩产生了脉动成分。但因总脉动转矩最大不超过满载时基波转矩的 10%，故对基波转矩影响仍不大，不过当传动系统机械部分的固有振动频率（50 ~ 200Hz）与脉动转矩频率一致时，由于共振放大，就可能产生强烈的振动，对设

备造成危害，这种共振现象常发生于逆变器频率为 30Hz 以下（也有超过 30Hz 的），故称为低频转矩脉动效应。

4. 消除谐波影响的对策

为消除输出谐波影响，积极的方法是采用输出谐波小的变频器，如 SPWM、SVPWM 等逆变器；也可以使用电抗器、滤波器，减少谐波电流产生的不良影响。此外，对振动、过热、噪声等影响采取一些有效的具体措施。对一般负载，脉动谐波转矩的影响不大，但如果电动机要求在低速下运行，有可能会导致转速不均匀。对风机和泵类负载，如果在调速范围内，某个机械部件的固有振荡频率和脉动转矩的频率相同时，会发生严重共振，造成机件损伤，因此有必要在事先做出转矩分析，避免上述情况发生。在采用变频器对电动机进行调速控制时，变频器的输出频率将在较大范围内变化，应该事先对机械系统的共振频率进行检查，并在必要时利用变频器的频率跳越功能避开这些共振频率。如前所述，传动系统运行频率范围超过 30Hz 以上，则基本上无需考虑低频转矩脉动效应问题。

降低噪声的对策主要有以下几种：

1）选择经过妥善设计制造的电动机，如降低磁通密度，采用铸铁外壳的高刚性电动机；

2）电动机输入侧采用电抗器或正弦波滤波器；

3）采用低噪声的冷却风扇和电抗器；

4）选用以 IGBT 等为开关器件的 PWM 变频器。

1.3 SPWM 技术

1.3.1 调制的原理和分类

交－直－交变频器抑制输出谐波的方法主要是采用 PWM 技术，将逆变器输出交流电压或电流平直的波形调制成等幅不同宽度的脉冲列，使效果接近正弦波，从而抑制了谐波分量，消除谐波影响。它不仅可以抑制输出侧谐波，也能抑制输入侧谐波的影响，以后将要讲述。

PWM 是通过开关器件如 IGBT 的快速通断作用，将输出交流半周的直流电压调制为一系列幅值等于直流电压的脉冲的一种方法。脉冲的宽度最早是等宽的，后来采用不等宽但按一定规律变化的脉冲。脉冲宽度是开关器件导通的时间，脉冲之间的距离是开关器件关断的时间，称为缺口。在宽度相同的脉冲列中，和斩波器一样，改变开关器件通断时间比（导通率），就可以改变输出电压；改变调制的频率也就改变了输出频率，实现变压变频（VVVF）。选择每半周的脉冲数以及不同的脉冲宽度就可以抑制谐波的幅值。这种调制方法由于谐波抑制效果不好，人们开发了按一定规律变化不等宽的调制，由于是按正弦规律变化，故称之为正弦波脉宽调制（SPWM）。

PWM 常用于电压型变频器（电流型变频器也可采用），使输出电压谐波分量小，甚至接近正弦波，同时调压和调频在逆变器内完成，直流侧可用不可控整流，功率因数高。目前 PWM 技术除了 SPWM，还有 SVPWM，前者采用较早，应用广泛，技术趋于成熟；后者开发稍迟，由于优点甚多，有些还优于前者，正在逐步推广。为了便于比较和了解调制的规律，本节将对前者，即 SPWM 技术作较详细的讲述。

SPWM 波形的形成是由图 1-21a 所示的等腰三角波 u_t 和正弦波 u_{ra}相互作用形成的。三角波称为载波，正弦波称为调制波，它们的交点就是产生触发脉冲的时刻，一次通断就形成一个脉冲，一周内连续通断多次就形成脉冲列，可以看出脉冲宽度按正弦波瞬时值变化。改变调制波的频率就可改变变频器的输出频率，载波频率和调制波频率之比叫做载波比，以 K 表示；调制波幅值和载波幅值之比叫做调制度，以 M 表示（一般在 0 ~ 1 之间）。可以看出，K 越大，脉冲越多，M 越大，脉冲越宽，输出电压越高，所以 SPWM 可以实现 VVVF。因为脉冲序列是由正弦波调制而成的，所以称之为正弦波脉宽调制。SPWM 变频器的诞生对变频调速的发展具有划时代的意义，因为它对抑制谐波起了巨大的作用。调制波还可以用梯形波、阶梯波，载波也还可以用大三角波、锯齿波，但目前认为采用正弦波为调制波，等腰三角波为载波，其调制效果最令人满意。

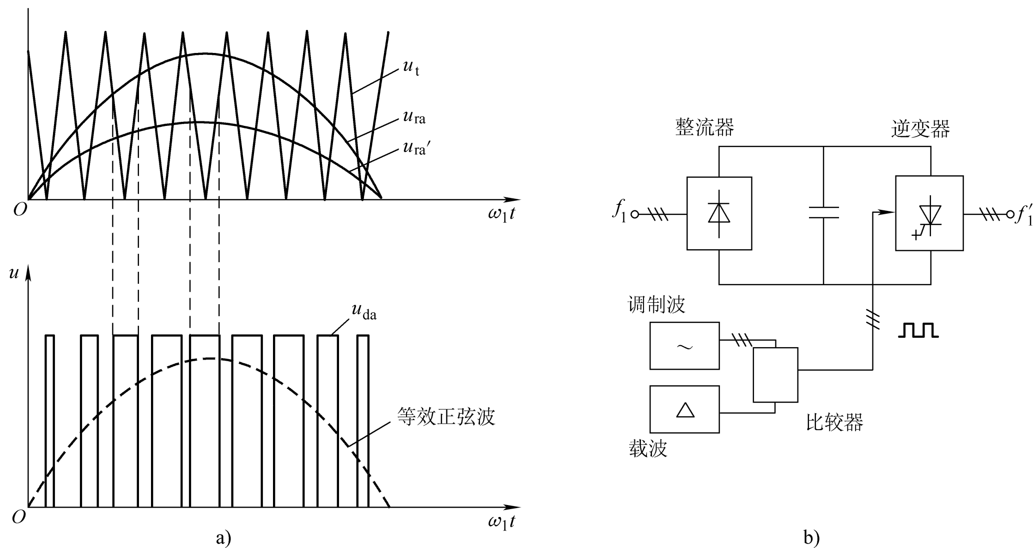


图 1-21　波形的形成和电路结构

a）波形形成　b）变频器结构

图 1-21b 所示为逆变器中形成 SPWM 波形的电路结构。必须说明的是，SP-

WM 常用于电压型变频器，也可用于电流型变频器。前者被调制的是输出电压，后者被调制的是输出电流。

SPWM 可分为单极型和双极型 SPWM 两种。

1. 单极性 SPWM

图 1-22 所示为单极性 SPWM 变频器输出波形，如上所述，当正弦调制波与三角载波在调制器中进行比较，得到一系列交点 a_1、a_2、…，b_1、b_2、…若将 b 点作为触发导通开关器件的信号，而将 a 点作为关断开关器件的信号，我们就可以得到不等宽按正弦规律变化的脉冲列，经过倒相器倒相，就得到正负两半周脉冲波形，其平均电压即接近于正弦波，如图 1-22 中虚线所示。单极性逆变器运行时，共阳极组和共阴极组开关器件轮流工作。

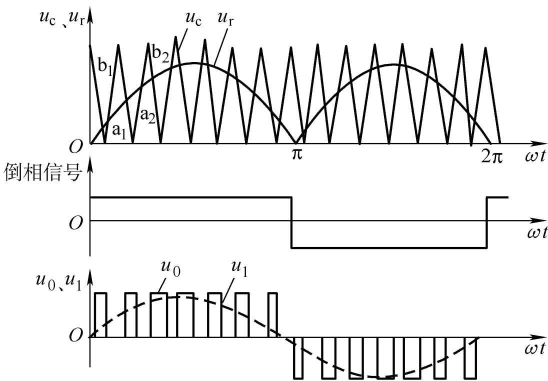


图 1-22　单极性 SPWM 波形

2. 双极性 SPWM

双极性 SPWM 波形如 1-23 所示，其特点是半周内脉冲极性正负交变，称为对称调制，载波比必须为奇数，共阳极组和共阴极组开关器件同时工作。单极性半周内只有一组工作，对直流电压利用率不高，双极性无此缺点，且谐波抑制效果较好。

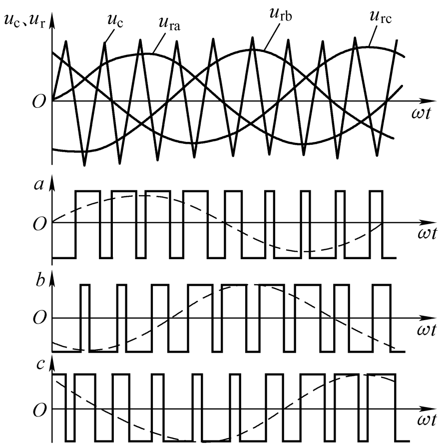


图 1-23　双极性 SPWM 波形

通过前述，我们还知道载波频率越高，半周脉冲就越多，也就是脉冲频率越高，则输出波形越接近正弦波，但这取决于器件开关的速度。最小脉冲宽度应大于开关器件的导通时间 t_{on}，最小

脉冲间歇（即缺口）应大于器件的关断时间 t_{off}。也就是说，若载波频率太高则逆变器不能正常工作（器件不能及时关断，造成同桥臂短路）；同时换相损耗也要增加。若载波频率太低，脉冲数太少，谐波分量明显增加，因此对开关器件提出了工作频率要高、开关损耗要小的要求。

1.3.2　SPWM 波形成的方法

SPWM 波的形成主要是如何得到器件导通和关断时间，也称为开关角。常用的方法就是上述的载波与调制波交点模拟实现法，可用模拟电路或集成数字电路来实现。此外，还有用计算机计算的方法［即交点（开关角）用计算机算出］，分为等面积法和采样法，前者很少用；后者较流行，又分自然采样法和对称规则采样法，简介于下。

1. 自然采样法

根据 SPWM 的原理制定的采样原则，在正弦波与三角波的交点进行脉冲宽度与缺口采样，从而生成 SPWM 控制波的方法，叫做自然采样法。如图 1-24a 所示。任意一段正弦波和三角波，在三角波变化一个周期之间，有两个交点 B 与 D，B 点对应的时刻 t_B 是脉冲发生时刻；D 点对应的时刻 t_D 是脉冲结束时刻，t_B 和 t_D 按公式联立求解计算，$t_2 = t_D - t_B$ 即为逆变器功率器件导通工作时间。这样在一个调制周期内因交点很多，要计算很多次，工作量很大。虽然根据波形的对称性用储存 1/4 周期数值的方法可以减少计算，但当调速范围宽、频率变化范围大时，将占用很大的内存空间，所以自然采样法采用较少。

2. 对称规则采样法

对称规则采样法如图 1-24b 所示，过该图负峰值点 C 作一垂直线与正弦波

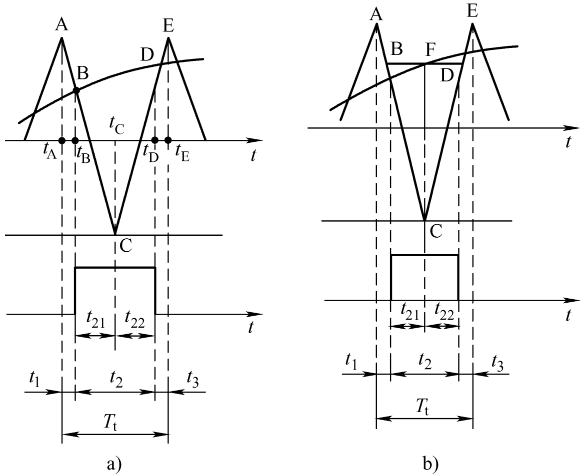


图 1-24　两种采样法

a）自然采样　b）对称规则采样

交点为 F，过 F 作一水平线，它与三角波交于 B 点和 D 点，B 点对应时刻 t_B，是控制波脉冲发生时刻；D 点对应时刻 t_D，控制波脉冲结束时刻。与自然采样法类似的假设条件，脉宽 $t_2 = t_D - t_B$，而且 $t_{21} = t_{22}$，$t_1 = t_3$，这便是称为对称规则采样法的缘由。对称规则采样法与自然采样法相比，脉宽的脉冲前沿提前了，脉冲后沿也提前了，整个脉冲提前了，但脉冲宽度误差变化并不很大。由于每个载波周期采样一次，缺口时间 $t_1 = t_3$，计算简单，因此微机处理的工作量大大减少，所以此法得到了广泛应用。

1.3.3 SPWM 的优点与缺点

SPWM 的优点是：

1）变频器直流环节可以采用不可控整流，电网侧功率因数高，可达 96%，一套整流器可同时供给几台逆变器使用，提高了效率，减少了投资。

2）电压调节是在逆变器内进行，调压过程不经过滤波环节，提高了系统响应的快速性，适合于急剧加减速的传动装置。

3）能削弱输出电压的低次谐波；SPWM 逆变器的输出接近正弦波，大大减小了谐波影响，降低了电动机的损耗和脉动转矩，即使在低速度范围内也能稳定运行；从而扩大了调速范围，调速比可达几百以上，而静差率为 3% ~8%。

由于上述优点，此种变频器引起人们的重视，得到广泛的采用，其性能还在不断完善中。

SPWM 也有一些缺点：

1）SPWM 的直流利用率不高，直流利用率等于逆变器输出交流基波线电压幅值与直流电压之比，SPWM 只有 87%。

2）SPWM 的输出电压仍有一定的谐波分量，使电动机产生一定数量的谐波损耗和一定程度的脉动转矩，低频时尤为显著。

3）谐波分量与载波频率成反比，载波频率越高谐波分量越小，但是开关损耗却急剧增加。此外，还存在死区问题[注2]。

1.3.4 SPWM 的优化

为克服 SPWM 的缺点，专家们开发了一些优化和改造的方案，下面介绍两种实用方案。

1. 特定谐波消除法

根据式（1-5）和式（1-6），可知逆变器输出谐波中以 5、7 次谐波辐值最大，其次为 11、13，以下则很小了。因此能消去这些谐波，则损耗、振动就很小了。特定谐波消除法的主要思想是将谐波幅值最大的几个低次谐波消除。

以消除 5、7 次两个谐波为例，图 1-25 所示为消除 5、7 次两个谐波在 $\pi/2$ 时间内开断 3 次的波形，图中脉冲的起点的时间叫做开关角，是开关器件开通时刻，即 a_1、a_2、a_3，用计算方法得到。先列出要消去谐波的幅值方程，再联立

求解。

$$\left.\begin{aligned}a_1&=\frac{2U_\mathrm{d}}{\pi}\ (1-2\cos a_1+2\cos a_2-2\cos a_3)\\a_5&=\frac{2U_\mathrm{d}}{5\pi}\ (1-2\cos 5a_1+2\cos 5a_2-2\cos 5a_3)\\a_7&=\frac{2U_\mathrm{d}}{7\pi}\ (1-2\cos 7a_1+2\cos 7a_2-2\cos 7a_3)\end{aligned}\right\}\tag{1-9}$$

给定 a_1，即第一个方程等于 a_1，第 2、3 两个方程等于 0，再联立解方程可得 a_1、a_2 和 a_3。有了这 3 个数值，电压波形就可以确定下来，按照所得开关角度进行通、断，便可消除 5、7 次谐波，逆变器输出谐波分量就大大减少了。

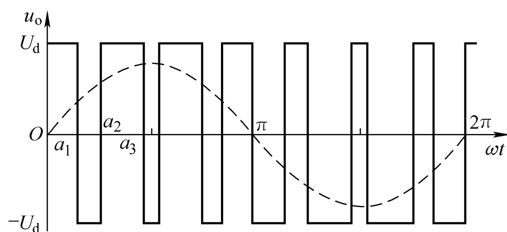


图 1-25　特定谐波消除法的输出电压波形

低次谐波中 11、13 次谐波幅值也较大，若要进一步消除谐波分量，可再增加两个方程求出 a_{11}，a_{13}便可实现（波形图要重新设计）。

特定谐波消除法的缺点是：由于式（1-9）是超越方程，需要用计算机计算，并且计算和控制过程十分繁琐，开关频率越高，即 m 越大，就要解更大的联立超越方程组，并占用很大的内存来存储开关角度，所以在开关频率很高的逆变器中很难采用。

2. 注入 3 次谐波法

一般逆变器的直流利用率不高，要提高直流利用率可采用注入 3 次谐波法，注入 3 次谐波法又称准正弦波脉冲宽度调制法，当调制波幅值大于载波幅值时，称为过调制，此时 $M>1$，二者在一部分时间内没有交点，如图 1-26 所示，便没有正弦波调制作用，无法按原要求抑制谐波。

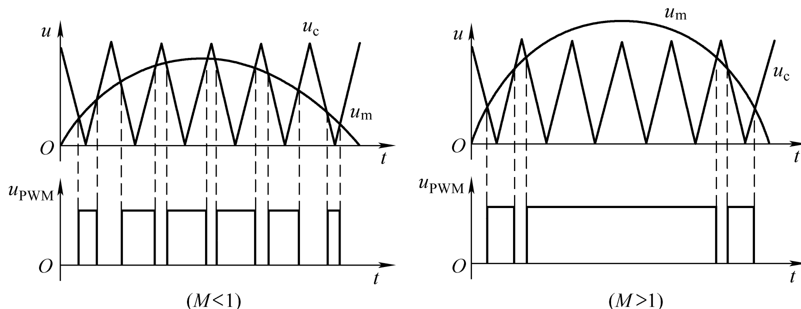


图 1-26　$M<1$ 和 $M>1$ 的波形

当 M 等于 1 时直流利用率为

$$M=\frac{\sqrt{3}}{2}U_{\rm d}\approx 0.87U_{\rm d}$$

可见直流利用率只有 0. 87%，如果想进一步提高直流利用率，只能采用过调制，如何解决过调制又不影响正常正弦波调制，利用 3 次谐波注入法就能实现。

此方法是在正弦调制波 u_{m1} 上叠加一幅值适当并与正弦波同相位的 3 次谐波分量 u_{m3}，从而得到合成后的马鞍形调制波 $u_m = u_{m1} + u_{m3}$，可以在 π/2 到 2π/3处降低调制波幅值，如图 1-27 所示。此调制波与三角载波比较后就能得到正常的正弦波调制作用，产生所要的波形而提高了直流利用率。

通过注入 3 次谐波，$M = 2/\sqrt{3} \approx 1.15$，可使基波电压产生 15% 的增量，从而提高逆变器的直流利用率。

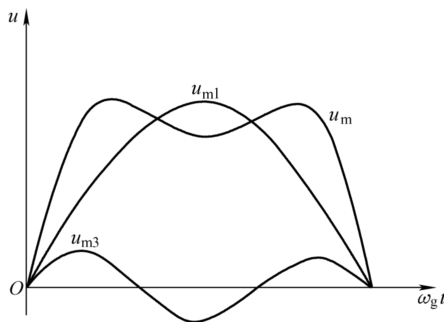


图 1-27　3 次谐波叠加调制波

1. 4　变频调速系统的控制

若想让变频调速性能良好，必须要有一个良好的系统控制，不仅稳态性能要好，动态性能也要好，还要满足恒功率、恒转矩控制的要求。系统控制分开环控制和闭环控制两类。

1. 4. 1　开环控制

开环控制一般采用恒电压/频率原则，保持 U_1/f_1 = 常数，使电动机磁通不饱和、铁心不过热，控制参数一般为转速。

图 1-28 所示为一个典型的电压型转速开环控制变频调速系统，系统的直流部分是采用不控整流加直流斩波来调压，大功率晶体管 V_0 作为开关器件，它由电路 4 控制。此种调压方式的优点是直流部分功率因数高，用大功率晶体管斩波是另一种保持 U_1/f_1 为恒值的方案，可以推广到其他变频系统。

系统的控制部分是一个开环速度控制系统，速度给定信号经过给定积分，将阶跃信号变为随时间变化的指令，以限制起动和制动电流，此指令一方面用来控制斩波器（电路 4—V_0），使之输出与逆变器频率成正比的电压，从而保证在调速时实现恒磁通运行。另一方面将速度指令将 V/f 变换器（单结晶体管或运算放大器振荡器，即电路 3）变成相应的脉冲，这些脉冲经电路 5 进行分频，通过电路 6，依次将驱动信号加到 $V_1 \sim V_6$ 去。此种逆变器做成 180°导电型或 120°导电型均可。

再看看保护部分，系统设置了过电压检测和过电流检测，如果发生过电压和

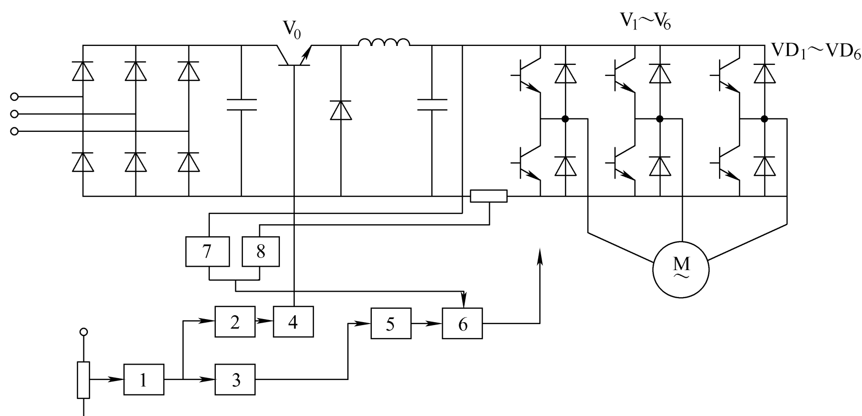


图 1-28　转速控制的开环控制系统

1—给定积分器　2—电压调节器　3—振荡器　4—基极电路 1　5—环形分配器
6—基极电路 2　7—过电压检测　8—过电流检测

过电流，均可作用于基极电路Ⅱ，停止送出驱动信号，实现保护。

1.4.2　闭环控制

开环控制简便，可以收到特性较硬、调速范围较宽较平滑的效果。对调速精度转矩控制要求不高的负载，如风机水泵等，转速开环控制即可满足；但是当要求较高时，则要用闭环反馈控制。闭环反馈控制有一般双闭环（如转速、电流）反馈控制、转差频率控制、矢量变换控制和直接转矩控制等，后面三种控制效果更好。本节只讲述前面一种，即转速、电流反馈控制，以说明反馈控制的作用与效果，后三种放在第 3 章讲述。

图 1-29 所示为转速、电流双闭环控制系统，当给定转速与实际转速出现偏

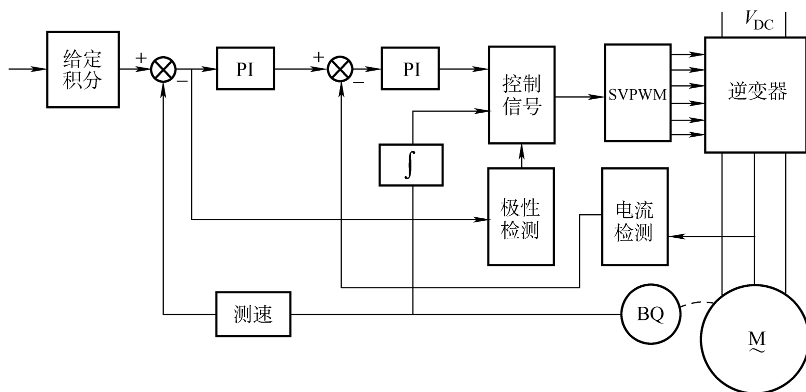


图 1-29　转速、电流双闭环控制系统

差时，经速度调节器调节，转速回到给定，达到稳速运行。或当改变转速时，与

实际转速出现偏差，经调节器调节，使实际转速和给定一致，达到调速的目的。

但是如果没有电流反馈闭环控制，若电网电压波动，则电动机绕组电流会随之波动，使电动机转速受到影响。虽然经过转速环的作用，转速最终能调回来，但影响已反映在动态转速波动上，动态特性不佳。有了电流环时，若电网电压波动，由于电流调节器的输入给定值没有变化，其作用是使电流跟踪给定值，使电网电压对绕组电流的影响得到抑制。由此可知，增加电流环，可使系统的快速性和稳定性得到改善。

上述双闭环控制系统不能控制转矩；当急剧加减速时，电动机的运行状态容易滑入不稳定区，造成系统不稳定，甚至停止，动态控制性能不好，所以必须采用较复杂的反馈控制，如上面讲的转差频率控制、矢量变换控制和直接转矩控制等。

1.5 SVPWM 技术

1.5.1 概述

如上所述，抑制谐波最有效的方法，就是采用 PWM 技术，历来常用的是 SPWM，20 世纪 80 年代以后，开发了另一种 PWM 技术，目前正在推广，应用越来越广泛，那就是空间矢量脉宽调制（SVPWM）技术，也就是本书讲述的主题。

SVPWM 技术是空间矢量脉宽调制英文（Space Vector Pulse Width Modulation）的缩写，SVPWM 技术是 20 世纪 80 年代提出的一种先进的、计算机可以高度介入的 PWM 方法。SPWM 技术着重在使逆变器输出的电压尽量接近于正弦波，但电动机需要的是气隙形成圆形旋转磁场，产生恒定的转矩，而 SPWM 技术不易做到。SVPWM 技术则是以控制电压的空间矢量，使磁链轨迹逼近圆形为目标，所以谐波分量小，转矩十分平稳。还有直流利用率高，三相同时控制等优点。从这点出发，SVPWM 优于 SPWM，因此成为变频调速的有力支柱，得到日益广泛的应用。

1.5.2 SVPWM 技术的原理与分类

从电机学得知，把电网电源三相正弦波电压加于异步电动机时，三相电压的合成电压产生磁链矢量 $\boldsymbol{\Psi}$ 以同步转速 ω 旋转，其轨迹是一个圆形，即产生圆形旋转磁场，产生恒定的转矩如图 1-30 所示。对于逆变器而言，要求其输出合成电压矢量符合电动机磁通轨迹，为圆形，大家知道，SPWM 逆变器开关器件的开关决定于三角载波与正弦控制波时刻的交点，以期获得的输出电压近于正弦波。如前所述，这种调制技术效果并不理想，仍有一定分量的谐波，造成转矩脉动，若提高载波频率，又造成谐波损耗增

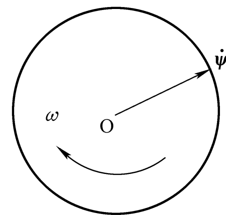


图 1-30 圆形旋转磁场

加。SVPWM 则不同，SVPWM 开关器件的开关时刻决定于三相输出合成电压矢量符合电动机磁通轨迹为圆这一要求，即在此要求下确定开关器件的开关时刻，进行调制。换句话说，就是用不同的开关模式，产生不同的电压矢量，控制实际输出的磁链矢量，使其轨迹逼近圆形。由于磁链轨迹极近于圆形，所以转矩脉动极其轻微，符合调速要求。又因调制的目的是控制电压空间矢量使磁链轨迹为圆形，故又称磁链轨迹调制。实现 SVPWM 的调制方法就称为 SVPWM 技术（有时也简称空间矢量调制 SVM 技术）。由于 SVPWM 技术是逆变器采用的一种调制策略，故有时称为 SVPWM 逆变技术，本书则一律简称 SVPWM 技术。

由于 SVPWM 技术是逆变器运行采用的调制技术，而逆变器因结构不同，分为两电平、三电平和多电平三类，故 SVPWM 技术可分为两电平、三电平和多电平三类，后面几章将分别讲述。

1.5.3　SVPWM 技术的优点与展望

SVPWM 技术的优点可概括为如下几点：

1）逆变器输出电压矢量使电机磁链轨迹逼近圆形，旋转转矩平稳，逆变器输出谐波小，谐波损耗小。

2）直流利用率高，比 SPWM 高出 15%，充分利用输入电能，并使逆变器输出交流电压符合电动机的额定电值。

3）SVPWM 技术控制算法便于计算机实现，简单快捷。

4）将变频器的整流器 PWM 化，可以改善功率因数，可以进行四象限运行，结构与操作比 SPWM 简单。

由于 SVPWM 技术有上述优点，故广泛地应用于变频调速闭环控制系统，如矢量控制系统、直接转矩控制系统等，特别是直接转矩控制，国内外变频器厂商均有系列产品供应市场，深受用户欢迎。直流电源、UPS（不间断电源）、加热炉等也普遍采用 SVPWM 技术，此外 SVPWM 技术还用于电力系统改善供电质量，如有源滤波，电压稳定装置等。

特别值得提出的是，当 SVPWM 技术用于调速系统时，与现代控制理论、智能控制理论相结合，使控制质量大为提高（例如生物免疫控制，产生最优 PWM 控制序列，此序列的适应度较传统的对称调制模式提高 42%，输出波形畸变方面减少了 19%。）。总之应用范围将日益广泛，探索、开发日益深入，新成果日益增多，变频传动效果日益提高，发展形势大好，前程似锦。

［注 1］逆变器要求变压变频（VVVF）问题

在变频运行时往往要求气隙磁通保持恒定，并保持为设计值，这样就可以充分利用铁心材料又不致过热，从电机学得知：

$$E_1 = 4.44 K_W N_1 \Phi f_1$$

故 $$\Phi \propto \frac{E_1}{f_1} \approx \frac{U_1}{f_1}$$

式中 E_1——电动机定子电势；

U_1——电动机定子端电压；

f_1——定子频率；

K_W——绕组系数；

N_1——绕组匝数；

Φ——磁通。

故在运行时，必须使 U_1/f_1 保持为恒值，即 U_1 随 f_1 线性变化，才能保持气隙磁通基本不变，不致造成电动机铁心过热问题。

U/F 运行方式也称恒 *U/F* 系统控制，常用于开环控制系统，闭环系统也有应用。

［注 2］死区问题

在双极性 SPWM 主电路中，为防止桥臂开关器件直通，通常将理论的驱动信号上升沿或下降沿延迟一段时间，防止桥臂直通，称为死区（见图 1-31）。一般对 GTR 可选 10～20μs；对 IGBT 可选 2～5μs。死区会使输出波形失真，影响调制效果，必须采取有效的补偿电路。

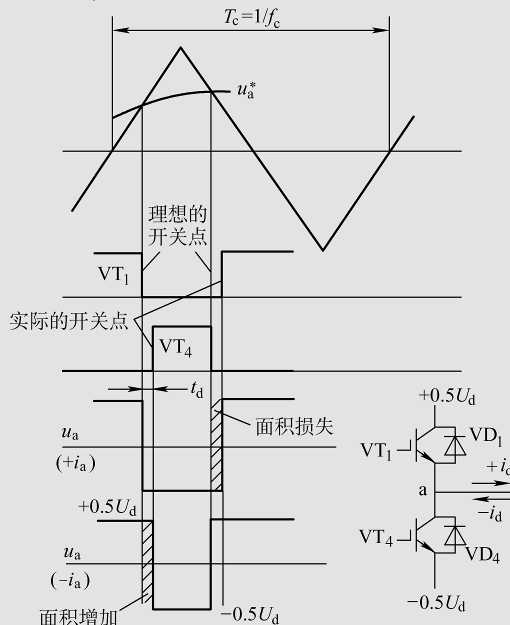


图 1-31　死区

参 考 文 献

［1］陈伯时，陈敏逊．交流调速系统［M］．北京：机械工业出版社，1998.

［2］李华德．交流调速控制系统［M］．北京：电子工业出版社，2003.

［3］叶斌．电力电子应用技术［M］．北京：电子工业出版社，2003.

［4］陈国呈．PWM 逆变技术及应用［M］．北京：中国电力出版社，2003.

［5］胡崇岳．现代交流调速技术［M］．北京：机械工业出版社，1998.

［6］曾允文．变频调速技术基础教程［M］．北京：机械工业出版社，2009.

第 2 章　两电平 SVPWM 技术

2.1　两电平逆变器

第 1 章中提到由于逆变器的结构可分为两电平、三电平和多电平，故 SVPWM 技术可分为两电平 SVPWM 技术、三电平 SVPWM 技术和多电平 SVPWM 技术三类。本章先讲述两电平 SVPWM 技术，为了讲述两电平 SVPWM 技术，要从两电平逆变器说起。如第 1 章所述，一般讲逆变器即是指交－直－交电压型变频器。

一般低压逆变器的输入为一个单一的直流电源，当对此恒定的直流电压进行脉宽调制，输出为幅值一定的 PWM 波。如果设直流电压为 U_d，以低压节点为零电位，经过逆变器得到的 PWM 波只有两个电平，即 U_d 和 0，因此这种逆变器称为两电平逆变器，如图 2-1 所示，输出电压波形如图 2-2 所示，图中 u_a、u_b、u_c 为相电压，u_{ab}为线电压。

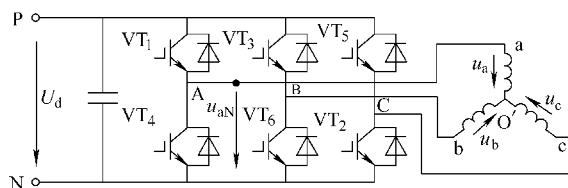


图 2-1　两电平逆变器

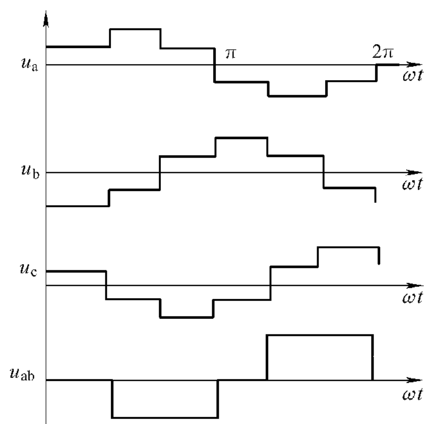


图 2-2　两电平逆变器输出电压波形

当用于两电平逆变器的调制策略为 SVPWM 技术时，则此技术就是两电平 SVPWM 技术，包括了本章所讲述的内容。

2.2　两电平逆变器合成电压矢量与磁链的空间分布

2.2.1　逆变器输出电压空间矢量的空间分布

一般情况下两电平逆变器六拍运行时，每隔 60°切换一次，一周内有 8 种开关状态。如图 2-3 所示，S_a、S_b、S_c 为三只双投开关，往上投时相当图 2-1 所示电路的共阳极组 IGBT 导通，共阴极组关断；往下投时，情况刚好相反，共阴极组导通，共阳极组关断。若以 1 表示正组（共阳极组）开关导通，0 表示负组（共阴极组）开关导通，运行一个周期（2π），三个开关可构成一组三位二进制编码，按 a、b、c 相序可表示为 100、110、010、011、001、101、000、111，共计 8 种开关状态。每一种开关状态输出合成电压空间矢量（也简称电压矢量或空间矢量）$\boldsymbol{u}_p$ 分别记为 $\boldsymbol{u}_1$、$\boldsymbol{u}_2$、$\boldsymbol{u}_3$、$\boldsymbol{u}_4$、$\boldsymbol{u}_5$、$\boldsymbol{u}_6$、$\boldsymbol{u}_0$、$\boldsymbol{u}_7$，统称为基本矢量，它们与相应的各开关器件状态对照见表 2-1。其中 $\boldsymbol{u}_1 \sim \boldsymbol{u}_6$ 为有输出数值的矢量，称为非零矢量，$\boldsymbol{u}_0$、$\boldsymbol{u}_7$ 无电压输出，称为零矢量。8 个电压矢量的空间分布如图 2-4 所示，常用为辐射形式。各矢量增值角为 60°，各个矢量之间可分为 6 个扇区（Ⅰ ~ Ⅵ）。若按图中电压矢量切换方向（逆时针）使电动机正转，则反方向切换（顺时针）电动机便变为反转，因为磁链和电压矢量同一方向，为了便于分析，常将 ABC 坐标系转换为 αβ 坐标系，将 $\boldsymbol{u}_1$ 与 a 相、α 轴重合，如图 2-4 所示。但应注意的是，有些文献资料上，空间电压矢量 $\boldsymbol{u}_1 \sim \boldsymbol{u}_6$ 的开关状态并不一定按上述排列表述。

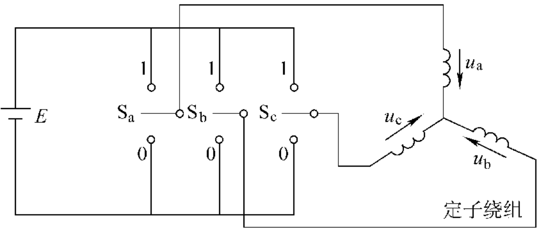


图 2-3　逆变器运行示意图

表 2-1　电压矢量开关状态对照表

电压矢量			$\boldsymbol{u}_1$	$\boldsymbol{u}_2$	$\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_4$	$\boldsymbol{u}_5$	$\boldsymbol{u}_6$	$\boldsymbol{u}_0$	$\boldsymbol{u}_7$
开关状态			100	110	010	011	001	101	000	111
开关器件状态	S_a	VT_1	开	开	关	关	关	开	关	开
		VT_4	关	关	开	开	开	关	开	关
	S_b	VT_3	关	开	开	开	关	关	关	开
		VT_6	开	关	关	关	开	开	开	关
	S_c	VT_5	关	关	关	开	开	开	关	开
		VT_2	开	开	开	关	关	关	开	关

上述逆变器输出开关状态用开关函数形式表示时

$$S_j = (a_j、b_j、c_j)$$

$$a_j、b_j、c_j = \begin{cases} 1 & 导通\quad 共阳极组导通 \\ 0 & 导通\quad 共阴极组导通 \end{cases}$$

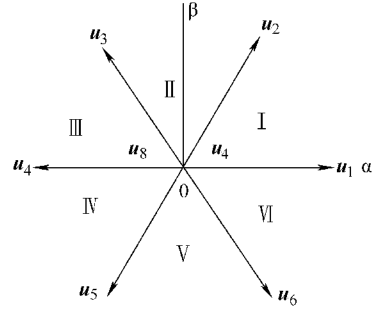


图 2-4　电压空间矢量的分布

设直流电压假想中点为 O，电动机绕组中点为 O′（见图 2-1 和图 2-2），两个中性点间电位差为 $\boldsymbol{u}_{OO'}$，则加于电动机绕组相电压为

$$u_a = u_A - u_{OO'} \quad u_b = u_B - u_{OO'} \quad u_c = u_C - u_{OO'}$$

逆变器输出电压合成空间矢量为

$$\boldsymbol{u}_P = \frac{2}{3}(u_A + \rho u_B + \rho^2 u_C) \qquad (2\text{-}1)$$

式中　ρ——相量算子，$\rho = e^{j\frac{2\pi}{3}}$。

电动机定子电压合成空间矢量 $\boldsymbol{u}_s$ 为

$$\begin{aligned} \boldsymbol{u}_s &= \frac{2}{3}(u_a + \rho u_b + \rho^2 u_c) \\ &= \frac{2}{3}[u_A + \rho u_B + \rho^2 u_C - u_{OO'}(1 + \rho + \rho^2)] \\ &= \frac{2}{3}(u_A + \rho u_B + \rho^2 u_C) \\ &= \boldsymbol{u}_p \end{aligned}$$

上式表明，电动机定子电压空间矢量的分析，可以转化为对逆变器输出电压空间矢量的分析。

矢量幅值　　　　　　　　$|\boldsymbol{u}_p| = \frac{2}{3}U_d$

合成矢量若用开关函数表示，便有

$$\boldsymbol{u}_s(S_a, S_b, S_c) = \frac{2}{3}U_d[s_a + \rho s_b + \rho^2 s_c]$$

用式（2-1）可求出各电压矢量的数值，如求状态 1，即 $\boldsymbol{u}_1(100)$：

从图 2-2 知，相当于 π/3 ~ 2π/3

$$u_a = \frac{2}{3}U_d$$

$$u_b = u_c = -\frac{1}{3}U_d$$

代入式（2-1），可得：

$$\begin{aligned} \boldsymbol{u}_1(100) &= \frac{2}{3}\left[\frac{2}{3}U_d + \left(-\frac{1}{3}U_d\right)e^{j\frac{2\pi}{3}} + \left(-\frac{1}{3}U_d\right)e^{j\frac{4\pi}{3}}\right] \\ &= \frac{2}{3}\left[\frac{2}{3}U_d + \left(-\frac{1}{3}U_d\right)\left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) + \left(-\frac{1}{3}U_d\right)\left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\right] \\ &= \frac{2}{3}U_d \end{aligned}$$

再如求 $\boldsymbol{u}_4$（011），从图 2-2 知，相当于 4π/3 ~5π/3

$$u_a = -\frac{2}{3}U_d$$

$$U_b = U_c = \frac{1}{3}U_d$$

代入式（2-1），可得：

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{u}_4(011) &= \frac{2}{3}\left[-\frac{2}{3}U_d + \frac{1}{3}U_d e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{1}{3}U_d e^{j\frac{4\pi}{3}}\right] \\
&= \frac{2}{3}\left[\left(-\frac{2}{3}U_d\right) + \frac{1}{3}U_d\left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) + \frac{1}{3}U_d\left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\right] \\
&= \frac{2}{3}\left[\left(-\frac{2}{3}U_d\right) + \left(-\frac{1}{3}U_d\right)\right] \\
&= \frac{2}{3}U_d e^{j\pi}
\end{aligned}$$

再如求 $\boldsymbol{u}_5$（001），从图 2-2 知，相当于 5π/3 ~2π

$$u_c = \frac{2}{3}U_d$$

$$u_a = u_b = -\frac{1}{3}U_d$$

代入式（2-1），可得：

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{u}_5(001) &= \frac{2}{3}\left[-\frac{1}{3}U_d + \left(-\frac{1}{3}U_d\right)e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{2}{3}U_d e^{j\frac{4\pi}{3}}\right] \\
&= \frac{2}{3}\left[\left(-\frac{1}{3}U_d\right) + \left(-\frac{1}{3}U_d\right)\left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) + \frac{2}{3}U_d\left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\right] \\
&= \frac{2}{3}U_d\left[-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right] \\
&= \frac{2}{3}U_d j\frac{4\pi}{3}
\end{aligned}$$

按此方法，可求其余电压矢量的值。各电压矢量相应的数值见表 2-2。

表 2-2　电压矢量相应的数值

定子电压空间矢量	开关状态（S_a、S_b、S_c）	逆变器输出相电压			定子电压空间矢量表达式
		u_a	u_b	u_c	
$\boldsymbol{u}_0$	(0 0 0)	0	0	0	0
$\boldsymbol{u}_1$	(1 0 0)	$\frac{2}{3}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$	$\frac{2}{3}U_d e^{j0}$
$\boldsymbol{u}_2$	(1 1 0)	$\frac{1}{3}U_d$	$\frac{1}{3}U_d$	$-\frac{2}{3}U_d$	$\frac{2}{3}U_d e^{j\frac{\pi}{3}}$
$\boldsymbol{u}_3$	(0 1 0)	$-\frac{1}{3}U_d$	$\frac{2}{3}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$	$\frac{2}{3}U_d e^{j\frac{2\pi}{3}}$

（续）

定子电压空间矢量	开关状态（S_a、S_b、S_c）	逆变器输出相电压			定子电压空间矢量表达式
		u_a	u_b	u_c	
$\boldsymbol{u}_4$	(0 1 1)	$-\frac{2}{3}U_d$	$\frac{1}{3}U_d$	$\frac{1}{3}U_d$	$\frac{2}{3}U_d e^{j\pi}$
$\boldsymbol{u}_5$	(0 0 1)	$-\frac{1}{3}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$	$\frac{2}{3}U_d$	$\frac{2}{3}U_d e^{j\frac{4\pi}{3}}$
$\boldsymbol{u}_6$	(1 0 1)	$\frac{1}{3}U_d$	$-\frac{2}{3}U_d$	$\frac{1}{3}U_d$	$\frac{2}{3}U_d e^{j\frac{5\pi}{3}}$
$\boldsymbol{u}_7$	(1 1 1)	0	0	0	0

2.2.2 电压矢量与磁链矢量轨迹

根据电机学，合成电压矢量 $\boldsymbol{u}_p$ 与磁场磁链矢量 $\boldsymbol{\Psi}$ 的关系为

$$\boldsymbol{u}_p = d\boldsymbol{\Psi}/dt$$

$$\boldsymbol{\Psi} = \int (\boldsymbol{u}_p - iR)\,dt$$

R 为绕组电阻当略去电阻时 $\quad \boldsymbol{\Psi} = \int \boldsymbol{u}_p dt = \boldsymbol{\Psi}_0 + \boldsymbol{u}_p t$

$\boldsymbol{\Psi}_0$ 为 $t=0$ 时的磁链，若 $\boldsymbol{\Psi}_0 = 0$，则

$$\boldsymbol{\Psi} = \boldsymbol{u}_p t \qquad \boldsymbol{u}_p = \boldsymbol{\Psi}/t \tag{2-2}$$

磁链轨迹为圆形，即圆形旋转磁场，参看第 1 章图 1-30。

磁链矢量用极坐标表示时，

$$\boldsymbol{\Psi} = Re^{j\theta}$$

式中 R——磁链幅值，$R = \sqrt{(2/3)}u_L\omega$；

u_L——逆变器输出线电压有效值；

ω——给定角速度，$\omega = 2\pi f$，f 为给定频率；

θ——$\boldsymbol{\Psi}$ 与虚轴 j 的夹角。

式（2-2）说明 $\boldsymbol{u}_p$ 与 $\boldsymbol{\Psi}$ 成正比，方向为磁链圆的切线方向。当 $\boldsymbol{\Psi}$ 在旋转一周时，$\boldsymbol{u}_p$ 连续按磁链圆的切线方向运动 2π 弧度，其轨迹与磁链圆重合，如图 2-5 所示。

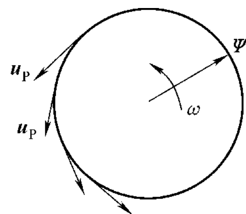


图 2-5 旋转磁场与 $\boldsymbol{u}_p$ 轨迹的关系

当逆变器按六拍方式运行时，设磁链 $\boldsymbol{\Psi}$ 初始位置为 A 点（见图 2-6），若此时逆变器输出电压矢量为 $\boldsymbol{u}_3$，按方向相同原则，磁链 $\boldsymbol{\Psi}$ 沿着 $\boldsymbol{u}_3$ 方向，即 AB 方向移动，当到达 B 点时，若逆变器输出电压矢量为 $\boldsymbol{u}_4$，则 $\boldsymbol{\Psi}$ 沿 BC 方向移动。依此类推，如逆变器输出为 $\boldsymbol{u}_5$、$\boldsymbol{u}_6$、$\boldsymbol{u}_1$、$\boldsymbol{u}_2$，则 $\boldsymbol{\Psi}$ 沿着 CD、DE、EF、FA 方向移动，从而形成逆时针旋转的正六边形，如图 2-6 中虚线所示。若

$\boldsymbol{\Psi}$ 在 A 点对应矢量 $\boldsymbol{u}_5$，反方向移动到 F，然后继续沿 EDCBA 移动，则为顺时针旋转，此时电动机反转。由此可见磁链 $\boldsymbol{\Psi}$ 的轨迹并非圆形，故谐波分量很大。

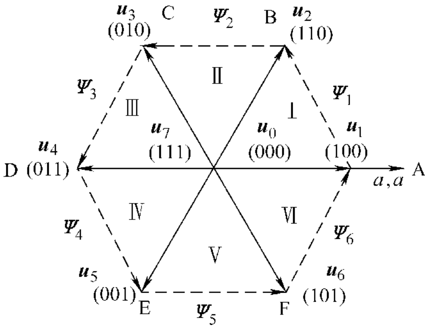


图 2-6　逆变器电压矢量与磁链轨迹

2.3　SVPWM 的调制模式和算法

上节所述磁链轨迹为六拍切换模式，结果不是圆形，谐波分量很大，不能匀速旋转；要使磁链轨迹为圆形或接近圆形，则不能按此模式，而要采用别的调制方法。先介绍多个电压矢量连续切换法，即采用多个电压矢量连续切换的方法，形成多角形使之接近圆形，现简要介绍于下。

2.3.1　多个电压矢量连续切换的 SVPWM 模式

此法采用多个电压矢量使对应的磁链矢量围成一个多边形来近似圆形，如图 2-7a 所示，图中选用不同的电压矢量、不同的经历时间（角度）进行切换，共

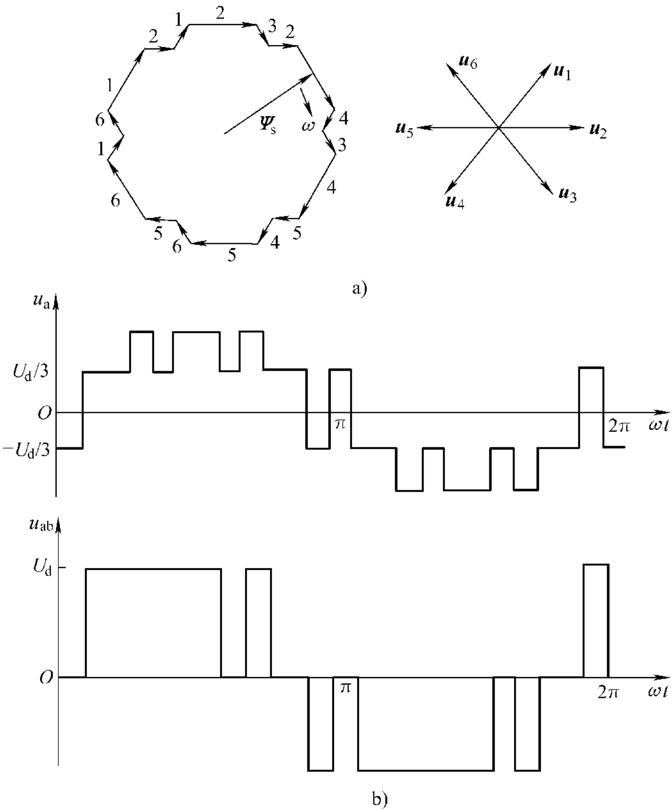


图 2-7　18 脉冲开关模式的矢量图与电压波形

切换 18 次，得出 18 个脉冲，称为 18 脉冲法。这种方法要按对应磁链矢量方向的电压矢量来选择电压，连续切换下去，便得到图中所示磁链多边形，接近圆形，削减了谐波。选择的原则是，所选矢量必须与磁链轨迹方向一致，经历的时间（角度）要符合磁链轨迹为圆形的要求。从图可看出此轨迹接近了圆形，输出相电压和线电压波形如图 2-7b 所示，这种调制效果比上一节所述的 6 脉冲方法好。若要磁链轨迹线电压进一步接近圆形，可增加脉冲数（即切换次数），如 30 脉冲，得到的磁链轨迹如图 2-8 所示。此外还有 42 脉冲切换模式，效果比 30 脉冲好，在此从略。

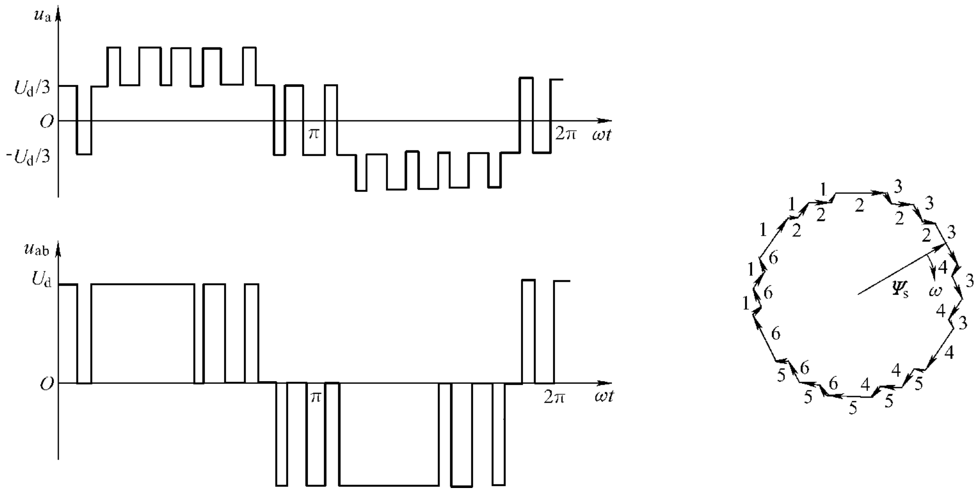


图 2-8　30 脉冲模式的矢量图与电压波形

以上几种调制模式可以配合使用，在电动机低速运行时采用 42 或 30 脉冲调制模式，由于 5、7、11 和 13 次谐波得到抑制，故可改善调速系统的低速特性；而当电动机高速运行时，由于基波电压的频率提高了，5、7、11 和 13 次谐波的频率也随之提高，它们所产生的谐波影响不再对电动机构成威胁，为了减小 SVPWM 逆变器功率器件的开关损耗，可转换成 18 脉冲或 6 脉冲开关模式。

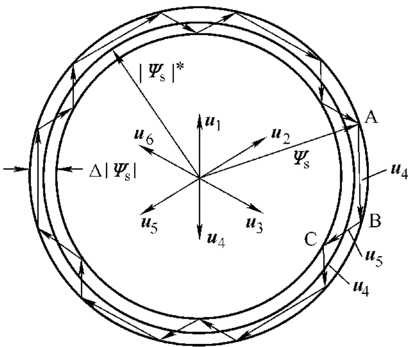


图 2-9　保持 $|\boldsymbol{\Psi}_s|$ 不变时电压矢量选取

这种连续切换形成接近圆形磁链的方式主要缺点是每段长度不一，极不规范，导致控制复杂化；而且谐波抑制效果并不很好，转矩有脉动，故很少采用。

与上述方法类似的还有图 2-9 所示

的模式，只是矢量的选择取决于保持磁链幅值的不变。先设置一个磁链轨迹（即图2-9中的那个环），其半径等于给定值 $|\boldsymbol{\Psi}_s|^*$，再给定允许变化范围 $\Delta|\boldsymbol{\Psi}_s|$（即允许的误差值），也就是内外圆环的距离。选取电压矢量 $\boldsymbol{u}_s$（S_a，S_b，S_c），使 $|\boldsymbol{\Psi}_s|$ 跟踪 $|\boldsymbol{\Psi}_s|^*$，满足下式的要求：

$$|\boldsymbol{\Psi}_s|^* - \frac{\Delta|\boldsymbol{\Psi}_s|}{2} \leqslant |\boldsymbol{\Psi}_s| \leqslant |\boldsymbol{\Psi}_s|^* + \frac{\Delta|\boldsymbol{\Psi}_s|}{2} \tag{2-3}$$

运行中从测量得到的电压、电流值计算出定子磁链值 $|\boldsymbol{\Psi}_s|$，与给定值 $|\boldsymbol{\Psi}_s|^*$ 比较，如满足式（2-3），则继续保持该电压矢量不变，若超过允许值 $\Delta|\boldsymbol{\Psi}_s|$，则改变电压矢量，使 $|\boldsymbol{\Psi}_s|$ 减小，接近给定值 $|\boldsymbol{\Psi}_s|^*$。同理，如小于给定，则改变电压矢量增加磁链值。例如，在 A 点设磁链值符合给定的值，电压矢量 $\boldsymbol{u}_4$ 继续运行，到 B 点时设磁链值超过最大允许值，则改用电压矢量 $\boldsymbol{u}_5$ 减小磁链，当到 C 点，设超过最小允许值，则改用矢量 $\boldsymbol{u}_4$ 提升磁链。按此操作，便可正常运行，显然给定误差愈小，一周内电压矢量改变次数越多，电压构

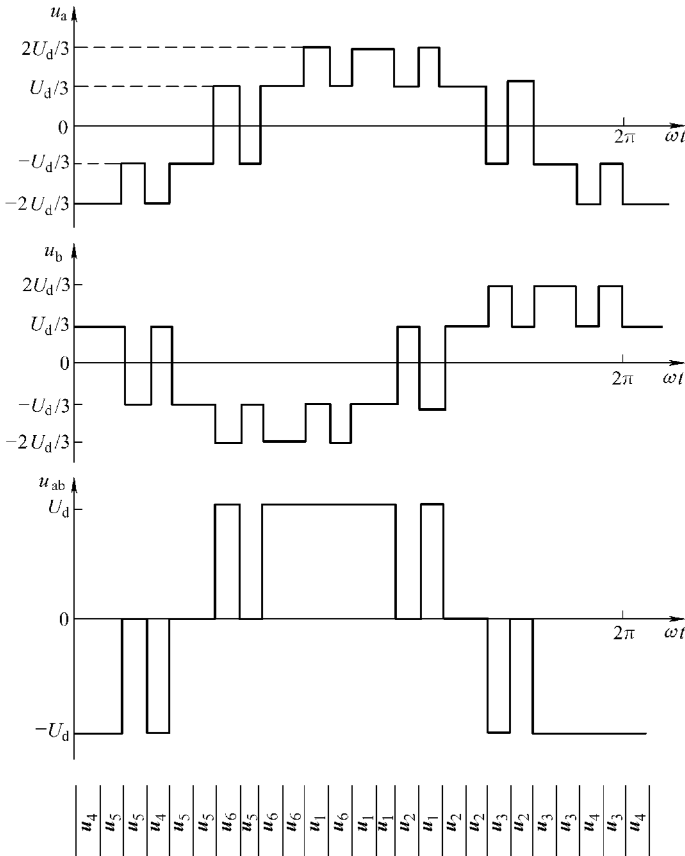


图 2-10　电压矢量与相电压和线电压波形的对应关系

成的多边形边数越多，磁链矢量轨迹越接近于圆。图 2-10 所示为此种模式得到的输出电压波形。

2.3.2 矢量合成法的 SVPWM 模式

如上所述，欲使磁链轨迹为圆，开关器件不能按 $\boldsymbol{u}_1$、$\boldsymbol{u}_2$…顺序切换，而要采用别的切换方式。上面已介绍了一类可行的方法，得到的磁链轨迹为不等边多角形，控制较复杂，开关器件切换较多，使损耗增大。目前常用的是引入零矢量的电压矢量合成法，得到的磁链轨迹是正多边形，控制有规律性，较为简便。这种方式是将圆周等分为若干小段，用两个相邻的电压矢量交替切换，使其合成矢量等效这段弧的弦，来近似这一小段弧。这样不断切换下去，形成一个逼近圆形的正多边形，这种方法叫做矢量合成法。

矢量合成法引入了零矢量。所谓零矢量，是指逆变器开关器件 $VT_1VT_3VT_5$ 或 $VT_2VT_4VT_6$ 同时导通，逆变器输出电压为零，此矢量记为 $\boldsymbol{u}_0$、$\boldsymbol{u}_7$。或 $\boldsymbol{u}_0$（0 0 0）、$\boldsymbol{u}_7$（1 1 1），而上述的 $\boldsymbol{u}_1 \sim \boldsymbol{u}_6$ 称为非零矢量。零矢量输出虽为零，但在 SVPWM 中可起重要的作用。

如图 2-11 所示，将磁链轨迹圆周等分为若干小段（6 的倍数），取一小段 ab，可用它的弦来近似。弦 ab 不一定和基本电压矢量方向一致，可用两个相邻的矢量合成。矢量选择方法可按下述：将 $\overrightarrow{ab}$ 矢量移到电压空间矢量分布图中，a 点与零点重合，$\overrightarrow{ab}$ 方向和原来的方向相同，可见 $\overrightarrow{ab}$ 落入扇区Ⅵ（见图 2-4），可由 $\boldsymbol{u}_6$、$\boldsymbol{u}_1$ 两个矢量合成，由此可获得参与合成矢量为 $\boldsymbol{u}_6$、$\boldsymbol{u}_1$，如图所示。其原因是这两个矢量与 $\overrightarrow{ab}$ 相近，其他矢量是无法满足合成要求的。

得到参与合成矢量为 $\boldsymbol{u}_6$、$\boldsymbol{u}_1$ 后，将电压矢量 $\boldsymbol{u}_6$ 和 $\boldsymbol{u}_1$ 交替切换（参看图 2-11 右角放大图），即在 a 点选择电压矢量 $\boldsymbol{u}_6$ 向 c 点移动，经历一定时间到达 c 后，再选择电压矢量 $\boldsymbol{u}_1$ 向 b 点移动，经历一定时间到达 b 点，那么磁链矢量轨迹就从 a 移到 b，按上述方法以一定的线速不断改变切换电压矢量，一段一段地接下去，磁链轨迹就是一个逼近于圆的正多边形。由于每段相等，控制起来比较简单，抑制谐波的效果也较好。

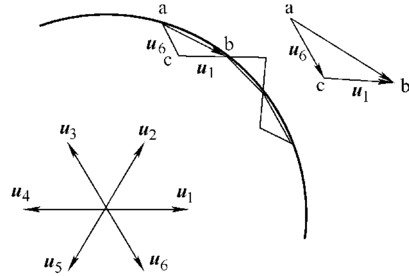


图 2-11 等分段矢量合成法

现在来介绍各个电压矢量所需持续时间或工作时间（例如 $\overrightarrow{ac}$、$\overrightarrow{cb}$ 等所经历的时间也就是相关开关器件导通时间）的确定方法。

将图 2-11 右上方小图重绘，如图 2-12 所示，这种切换共由 2 段组成，电压矢量切换顺序为 $\boldsymbol{u}_6 - \boldsymbol{u}_1$。因矢量移动线速恒定，$|\boldsymbol{u}_p| = U_d$，按式（2-2），矢

量持续时间（器件导通时间）与相应的轨迹长度成正比，即

$$\overrightarrow{ac}=t_6\boldsymbol{u}_6=t_6\boldsymbol{u}_p \qquad \overrightarrow{cb}=t_1\boldsymbol{u}_1=t_1\boldsymbol{u}_p$$

$$|\overrightarrow{ac}|=t_6U_d \qquad |\overrightarrow{cb}|=t_1U_d$$

式中　t_6、t_1——分别为 $\boldsymbol{u}_6$、$\boldsymbol{u}_1$ 持续时间，也称工作时间。

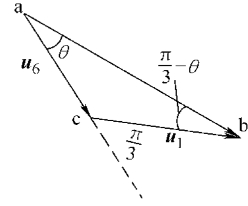


图 2-12　合成矢量的求法

因 $\overrightarrow{ab}=\overrightarrow{ac}+\overrightarrow{cb}$，设$\overrightarrow{ab}=\boldsymbol{u}_r$

故有

$$\boldsymbol{u}_rT_0=t_6\boldsymbol{u}_6+t_1\boldsymbol{u}_1$$

式中　T_0——开关周期。

实际上看，从 a 到 b 的时间不一定为 t_6+t_1，这样就有移动的角速度不等于给定角速度（给定频率）的问题。为使磁通矢量移动角速度为给定的 ω，常引入零矢量来调节磁通矢量从 a 到 b 移动的总时间。上文说过，所谓零矢量，是指逆变器（见图 2-1）中开关器件 VT_1、VT_3、VT_5 或 VT_2、VT_4、VT_6 同时导通，逆变器输出电压为零，此矢量记为 $\boldsymbol{u}_0$ 或 $\boldsymbol{u}_7$。零矢量一般放在程序开始或结束时，可防电压跳变。但为了少用零矢量，在矢量合成切换时，若前个矢量是 $\boldsymbol{u}_1$、$\boldsymbol{u}_3$、$\boldsymbol{u}_5$，宜插入 $\boldsymbol{u}_7$；反之为 $\boldsymbol{u}_2$、$\boldsymbol{u}_4$、$\boldsymbol{u}_6$ 时，则插入 $\boldsymbol{u}_0$。

若 $\boldsymbol{u}_6$ 和 $\boldsymbol{u}_1$ 引起的总工作时间造成角速度大于或小于 ω 时，可加入零矢量 $\boldsymbol{u}_0$ 或 $\boldsymbol{u}_7$ 持续时间来调节，将平均角速度准确调节为 ω。设引入零矢量后切换顺序变为 $\boldsymbol{u}_7$—$\boldsymbol{u}_6$—$\boldsymbol{u}_1$，$\boldsymbol{u}_7$ 经历时间为 t_7，则 ab 一段的总时间为

$$T_0=t_7+t_6+t_1$$

式中　T_0——ab 一段经历的时间，称为开关周期。

$$T_0=\frac{2\pi}{n\omega}$$

式中　n——小段数；

　　ω——给定角频率。

设 $\boldsymbol{u}_6$、$\boldsymbol{u}_1$ 合成输出电压矢量$\overrightarrow{ab}$为 $\boldsymbol{u}_r$，则合成磁链矢量轨迹为

$$\overrightarrow{ab}=\boldsymbol{u}_rT_0 \tag{2-4}$$

应用正弦定律，由图 2-12 有

$$\frac{|\overrightarrow{ac}|}{\sin\left(\frac{\pi}{3}-\theta\right)}=\frac{|\overrightarrow{ab}|}{\sin\frac{2\pi}{3}}=\frac{2|\overrightarrow{ab}|}{\sqrt{3}}=2|\boldsymbol{u}_r|\frac{T_0}{\sqrt{3}}=\frac{t_6U_d}{\sin\left(\frac{\pi}{3}-\theta\right)}$$

$$\frac{|\overrightarrow{cb}|}{\sin\theta}=\frac{|\overrightarrow{ab}|}{\sin\frac{2\pi}{3}}=\frac{2|\overrightarrow{ab}|}{\sqrt{3}}=\frac{2|\boldsymbol{u}_r|T_0}{\sqrt{3}}=\frac{t_1U_d}{\sin\theta}$$

便可得：

$$t_6 = MT_0\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \tag{2-5}$$

$$t_1 = MT_0\sin\theta \tag{2-6}$$

$$t_0 = T_0 - (t_6 + t_1) \tag{2-7}$$

$$M = \frac{2|\boldsymbol{u}_{\mathrm{r}}|}{\sqrt{3}U_{\mathrm{d}}} \quad 0 \leqslant \theta \leqslant \frac{\pi}{3} \tag{2-8}$$

式中 θ——起始矢量$\vec{\mathrm{ac}}$与合成矢量$\vec{\mathrm{ab}}$的夹角；

M——调制深度或直流电压的利用率。

应用式（2-5）~式（2-8）时，$\boldsymbol{u}_{\mathrm{r}}$ 按 U/f = 常数取 U 值，$T_0 = 2\pi/n\omega$，ω 为给定角速度，n 为所分小段数。

若取

$$|\boldsymbol{u}_{\mathrm{p}}| = \frac{2}{3}U_{\mathrm{d}}$$

则

$$M = \frac{\sqrt{3}|\boldsymbol{u}_{\mathrm{r}}|}{U_{\mathrm{d}}}$$

观察式（2-7），当 $t_0 = 0$，$T_0^* = t_6 + t_1$，$T_0^* < T_0$，此时为没有零矢量的周期，小于原来的周期，那么电动机就要加速；在此基础上，若加入零矢量，情况就相反，转速就要降低。同理，如延长零矢量的时间，可以延长周期的时间，即降低了转速；反之减少零矢量时间，就可以减少周期时间，即使电动机增速，所以零矢量有调节转速作用。

图 2-12 所示磁链圆弦上的矢量合成与图 2-4 中基本电压空间矢量分布中扇区Ⅵ的矢量合成等效，也就是矢量$\vec{\mathrm{ab}}$处于扇区Ⅵ中。实际上圆周上任一段矢量都可以落入对应的扇区；若把 $\vec{\mathrm{ab}}(\boldsymbol{u}_{\mathrm{r}})$ 称为逆变器所要的输出电压矢量 $\boldsymbol{u}_{\mathrm{out}}$，则任意一个电压矢量 $\boldsymbol{u}_{\mathrm{out}}$可落入图 2-4 中所示对应的一个扇区。如图 2-13a 所示，任意一个电压矢量 $\boldsymbol{u}_{\mathrm{out}}$可用两个相邻基本电压矢量 $\boldsymbol{u}_{\mathrm{x}}$（起始矢量）、$\boldsymbol{u}_{\mathrm{y}}$（终止矢

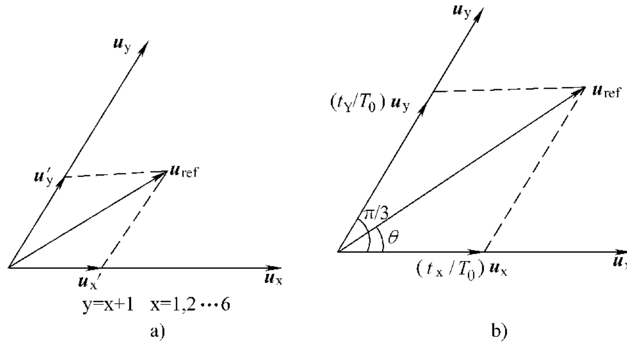


图 2-13 矢量合成图

量）合成；$\boldsymbol{u}_{out}$相当于图 2-12 中矢量$\overrightarrow{ab}$或文中的 $\boldsymbol{u}_r$，常作为期望的逆变器控制矢量，又称目标参考矢量，简称参考矢量 $\boldsymbol{u}_{ref}$，也有些文献用 $\boldsymbol{u}_s$ 或 $\boldsymbol{u}^*$ 表示。导通时间计算和上述相同。通常也用占空比来表示合成，如图 2-13b 所示，参与合成的基本矢量归化到磁链，应当分别为乘以持续时间 t_x、t_y，这里用占空比（t_x/T_0）$\boldsymbol{u}_x$、（t_y/T_0）$\boldsymbol{u}_y$ 表示，（t_x/T_0）$\boldsymbol{u}_x$、（t_y/T_0）$\boldsymbol{u}_y$ 相当于图 2-12 中的$\overrightarrow{ac}$、$\overrightarrow{cb}$。θ 为起始矢量与合成矢量的夹角。按照正弦定律可得

$$t_x = t_6 = MT_0\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \tag{2-9}$$

$$t_y = t_1 = MT_0\sin\theta \tag{2-10}$$

$$t_0 = T_0 - (t_x + t_y) \tag{2-11}$$

$$M = \frac{2|\boldsymbol{u}_{out}|}{\sqrt{3}U_d} \qquad 0 \leqslant \theta \leqslant \frac{\pi}{3}$$

可见与前面推导完全相同。

值得注意的是，当运行中电动机突然加、减速时，控制系统提供的电压矢量值 $\boldsymbol{u}_{out}$可能超过逆变器输出的最大电压矢量值，叫做过调制。为了保证合适的电压矢量脉宽调制方案，电压矢量持续时间要加以修正。方法之一是用限制开关导通时间的办法，首先计算出当前两个参与合成的矢量作用时间 t_x、t_y，并判断 $t_x + t_y > T_0$ 是否成立，若成立，则计算修正值。设修正后两个相邻非零矢量时间为 t'_x、t'_y

因
$$\frac{t'_x}{t_x} = \frac{t'_y}{t_y}$$

故
$$t'_x = \frac{t_x}{(t_x + t_y)}T_0 \tag{2-12}$$

$$t'_y = T_0 - \frac{t_x}{(t_x + t_y)}T_0 \tag{2-13}$$

$$t_0 = 0 \text{（零矢量时间）}$$

式中　T_0 ——开关周期。

式（2-9）~式（2-11）式适用于图 2-11 以后连续各小段电压矢量经历时间的计算，只要按要求选择起始矢量和终止矢量（均为相邻矢量），便可合成磁链矢量。按此顺序使有关开关器件进行切换，磁链轨迹图形便是逼近圆形的正多边形。这种调制方式便于使用计算机控制，调制效果也较好。

毫无疑义，此种合成模式，段数越多就越接近圆形，效果就越好。但当段数很多时算法甚为复杂，难于计算和控制，开关损耗也很大，所以一般只取少数小段（6 的倍数）构成正多边形来近似，应用例子如图 2-14 所示。这个例子用上述连续切换的磁链矢量轨迹 $\boldsymbol{\Psi}_{t1} - \boldsymbol{\Psi}_{t12}$来近似，每小段相隔 30°，共 12 段，每一

段对应一个 θ_0 角（以 β 轴为起点），选择对应的电压矢量（两个相邻非零矢量和一个零矢量）及计算持续时间，合成矢量使磁链矢量连接起来，即可得到轨迹为 12 正多边形的磁链，接近于圆，谐波分量大为减小。各小段所要的电压矢量和持续时间如图 2-15 所示。应注意的是，电压矢量空间分布图是与图 2-4 不同的。

图 2-15 所示为一个调制周期（$12T_0$）工作数据，在不同角度时 $\boldsymbol{u}_x$、$\boldsymbol{u}_y$ 对应的值和它们的持续时间，应根据当时的 $\boldsymbol{u}_{out}$ 或 $\boldsymbol{u}_{ref}$ 位置来选择，即此值选定对应的 $\boldsymbol{u}_x$、$\boldsymbol{u}_y$ 及 t_x、t_y、t_0 或 t_7，其位置由当时采样的 θ 角来确定。

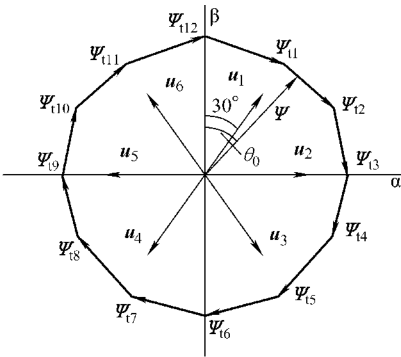


图 2-14　12 段构成的磁链轨迹图形

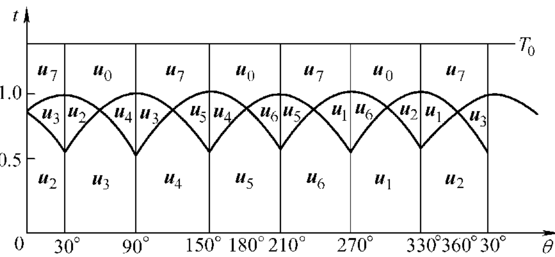


图 2-15　电压矢量和持续时间

SVPWM 控制需要许多数据和大量计算，用模拟电路实现是困难的，必须借助计算机，但总的来说，比 SPWM 简便。当采用微机控制系统运行时需要提供必需的数据。电压矢量脉宽调制所需的主要数据是电压矢量的持续时间 t，当段数分得很细时，这将是一个相当大的数字。提供这些数据的方法有二：其一是离线计算后存入计算机存储器，供运行时调取，相当于查表法；其二是运行时在线实时计算，及时提供。从采样到算出输出符合给定的过程就是 SVPWM 控制算法。

2.4　对称调制模式和算法

2.4.1　基本原理

在实际应用 SVPWM 时，也常采用内切正六边形（$n=6$）模式，取其控制较简单，每一个边仍由矢量合成，每一个扇区参与调制的电压矢量为相邻两个非零矢量和零矢量，各扇区电压矢量及排列的顺序有不同的排法，现介绍一种最常用的对称调制模式，是根据规则采样计算出来的。一个周期中，把每一个电压矢量的工作时间一分为二，把零矢量的工作时间等分给 $\boldsymbol{u}_0$、$\boldsymbol{u}_7$，开关状态对称分布，故称对称调制，可以改善电流波形，电动机运行平稳。具体排列顺序与非零矢量

和零矢量选择如图2-16a所示，6个小区由不同的电平梯形线构成，三根梯形线图分别表示a、b、c三相的电平情况，高为1，低为0。以图2-16b扇区Ⅰ为例：a相两端各段为低，其余为高，故电平分布为01111110，同理b相为00111100、c相为00011000。各段开关状态输出电压矢量便为 $\boldsymbol{u}_0$（000）、$\boldsymbol{u}_1$（100）、$\boldsymbol{u}_2$（110）、$\boldsymbol{u}_7$（111）、$\boldsymbol{u}_7$（111）、$\boldsymbol{u}_2$（110）、$\boldsymbol{u}_1$（100），$\boldsymbol{u}_0$（000）；这就是扇区Ⅰ切换次序，共计切换8次，称为8段式，见图2-16b，其特点均是两端为 $\boldsymbol{u}_0$ 中端为 $\boldsymbol{u}_7$，呈对称形式。各段导通时间按式（2-9）~式（2-11）计算，可得出依次为 $t_0/4$、$t_1/2$、$t_2/2$、$t_0/4$、$t_0/4$、$t_2/2$、$t_1/2$、$t_0/4$，已示于图中。其余扇区依此推求即可。图2-17所示分别为Ⅱ~Ⅵ扇区的具体所选电压矢量及持续时间（必须注意：这里的 T 是半个开关周期，与图2-16不同）。

有些文献把中间两段合为一段，称为7段式，计算和效果相同，应用较广。图2-18所示为7段式的扇区Ⅰ调制波形，其余扇区按表2-3计算。

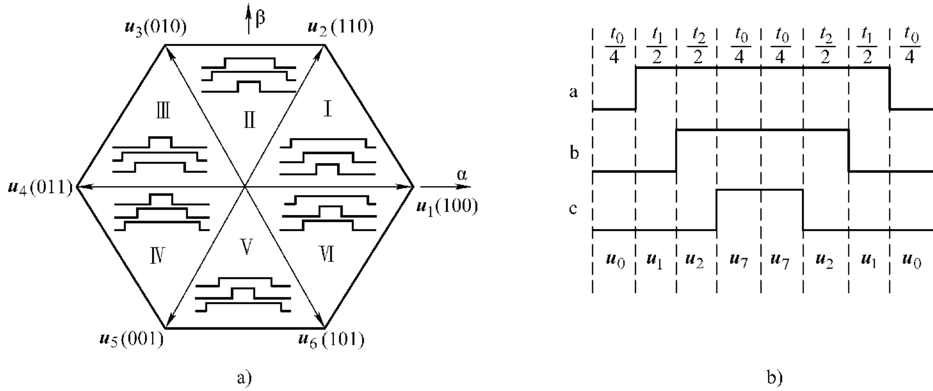


图2-16 区间Ⅰ的调制波形

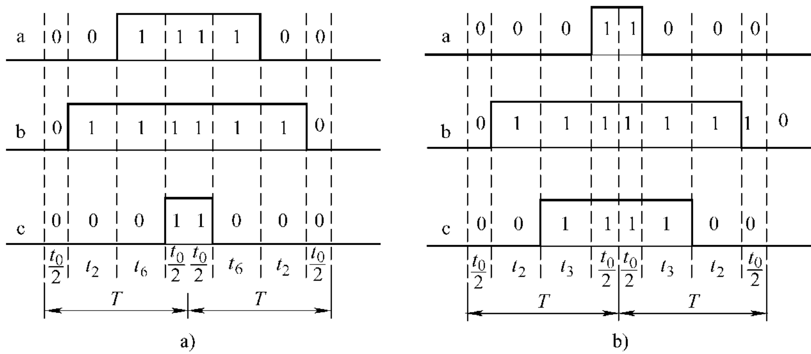


图2-17 各扇区输出调制波形

a）扇区Ⅱ模式 b）扇区Ⅲ模式

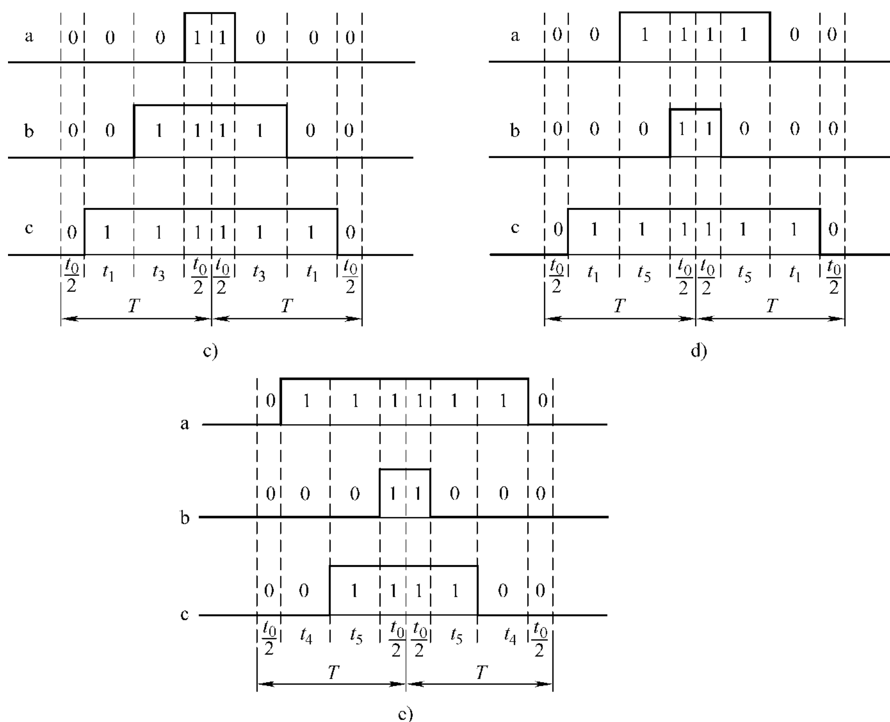


图 2-17　各扇区输出调制波形（续）

c）扇区Ⅳ模式　d）扇区Ⅴ模式　e）扇区Ⅵ模式

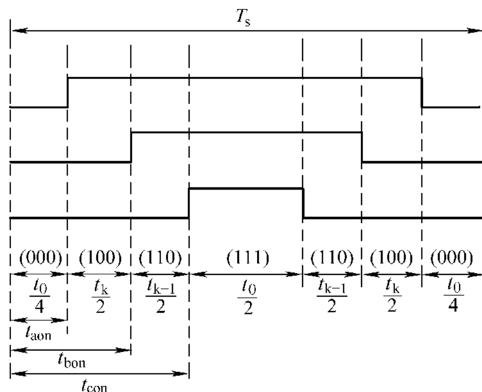


图 2-18　7 段式扇区Ⅰ调制波形

扇区电压矢量的选择和安排的原理与上节所述大致相同，主要是符合每次切换只有一个开关动作，以减少开关损耗，同时非零矢量应该是相邻的，不会产生大的电压跳变。例如图 2-16b 中第一段切换到第二段，000 切换至 100，只有 a 相切换，即比如图 2-1 中的开关器件 VT_4 导通，切换到器件 VT_1 导通，VT_4 被关

断。其余过程可依此类推。

表 2-3　7 段式各扇区调制波形三相通断时间

θ	t_{aon}	t_{bon}	t_{con}
$0\leqslant\theta<\frac{\pi}{3}$	$\frac{t_7}{2}$	$\frac{t_7}{2}+\frac{t_1}{2}$	$\frac{t_7}{2}+\frac{t_1}{2}+\frac{t_2}{2}$
$\frac{\pi}{3}\leqslant\theta<\frac{2\pi}{3}$	$\frac{t_7}{2}+\frac{t_3}{2}$	$\frac{t_7}{2}$	$\frac{t_7}{2}+\frac{t_2}{2}+\frac{t_3}{2}$
$\frac{2\pi}{3}\leqslant\theta<\pi$	$\frac{t_7}{2}+\frac{t_3}{2}+\frac{t_4}{2}$	$\frac{t_7}{2}$	$\frac{t_7}{2}+\frac{t_3}{2}$
$\pi\leqslant\theta<\frac{4\pi}{3}$	$\frac{t_7}{2}+\frac{t_3}{2}+\frac{t_4}{2}$	$\frac{t_7}{2}+\frac{t_4}{2}$	$\frac{t_7}{2}$
$\frac{4\pi}{3}\leqslant\theta<\frac{5\pi}{3}$	$\frac{t_7}{2}+\frac{t_4}{2}$	$\frac{t_7}{2}+\frac{t_4}{2}+\frac{t_5}{2}$	$\frac{t_7}{2}$
$\frac{5\pi}{3}\leqslant\theta<2\pi$	$\frac{t_7}{2}$	$\frac{t_7}{2}+\frac{t_5}{2}+\frac{t_6}{2}$	$\frac{t_7}{2}+\frac{t_6}{2}$

非零矢量的选择不必刻意按磁链方向，而是按规则采样要求确定。零矢量分段插入可以使磁链运动速度平滑，可以减少电动机的脉动转矩，非零矢量的选择原则主要是视所在区间及不增加开关次数而定。非零矢量和零矢量时间仍按式（2-9）~式（2-11）计算。对称调制模式效果良好，图 2-19 所示为逆变器输出电流、电压波形，电流波形很近似正弦波，因此磁链轨迹接近为圆形。

对称调制模式调制的基础是出于规则采样，图 2-20 所示为电压空间矢量分布及 6 个扇区对应的区域。图 2-21a 所示为 SVPWM 规则采样方式，三条横线为三相调制波，倒正三角形为载波，此时为一个周期。可以看到，$u_a>u_b>u_c$，相当于图 2-21 对应图 2-20 中的扇区Ⅰ，以后各个周期依次对应扇区Ⅱ ~ Ⅵ。根据调制波与载波的交点，得出这个区间三相电平的曲线如图 2-21b 所示，根据这些曲线的高电平和低电平，便可得到 8 小段的电压矢量依次为 $\boldsymbol{u}_0$(000)、$\boldsymbol{u}_1$(100)、$\boldsymbol{u}_2$(110)、$\boldsymbol{u}_7$(111)、$\boldsymbol{u}_7$(111)、$\boldsymbol{u}_2$(110)、$\boldsymbol{u}_1$(100)、$\boldsymbol{u}_0$(000)。这便是 SVPWM 对称调制 8 段模式，各小段所占时间按公式计算如图 2-21c 所示。

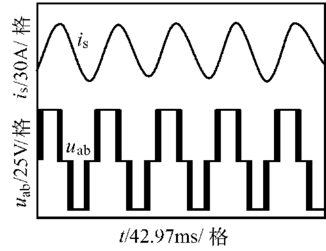


图 2-19　SVPWM 输出波形

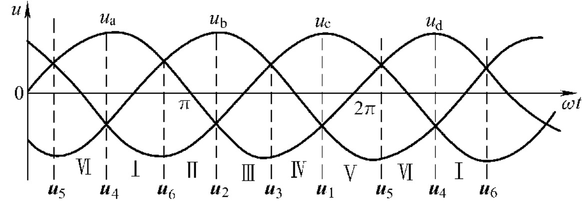


图 2-20　电压空间矢量分布及 6 个扇区在三相正弦电压波形图上的位置

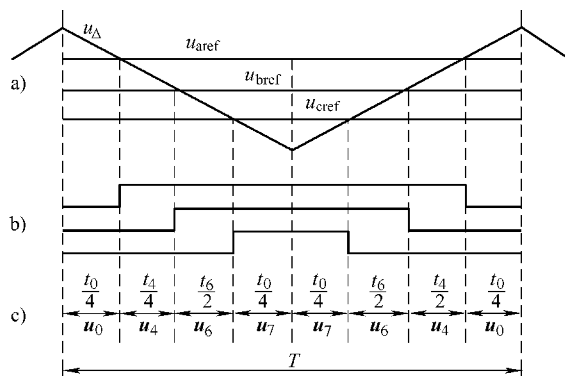


图 2-21　SVPWM 对称调制模式扇区Ⅰ

2.4.2　实施算法

在调速系统中，输出电压矢量与起始电压矢量的夹角，常可从电动机测速仪器测出的角度算出，在实际操作时，首先根据输出电压矢量的角度判断出它所处在扇区，然后求出它相对于扇区起始矢量方向的角度 θ，对应的电压矢量，最后按式（2-9）~式（2-11）计算所需的控制量（如工作时间）等，输出三相开关信号，使逆变器接通三相交流。

图 2-22 所示为对称调制模式的实时计算系统，图 2-22a 为矢量图，图中 α 轴及 6 个基本电压矢量是固定不动的，M 及输出电流矢量 $\boldsymbol{i}$、输出电压矢量 $\boldsymbol{u}_{ref}$（即上面所述的 $\boldsymbol{u}_{out}$）是以 $\boldsymbol{\omega}_1$ 的转速在同步旋转。设此时旋转到大于 120°的区域时的扇区Ⅲ，图 2-22b 是运算框图，把位置检测器测得的角度 θ^*，除以 60°得到的商加 1 为扇区号 K，再用框内公式计算 θ，$\boldsymbol{u}_{ref}$和 θ 经矢量分解，得出组成的两个电压矢量 $\boldsymbol{u}_{refx}$、$\boldsymbol{u}_{refy}$（即等同于前文所述的 $\boldsymbol{u}_x$、$\boldsymbol{u}_y$）再按式（2-9）和式（2-11）算出各矢量的时间 t_x、t_y，t_0（$M=2/\sqrt{3}$，当矢量线速度恒定，取 $u_x=u_y=U_d$），加上区域号 K，查出输出的开关函数，最后按顺序把各开关函数定时依次输出。

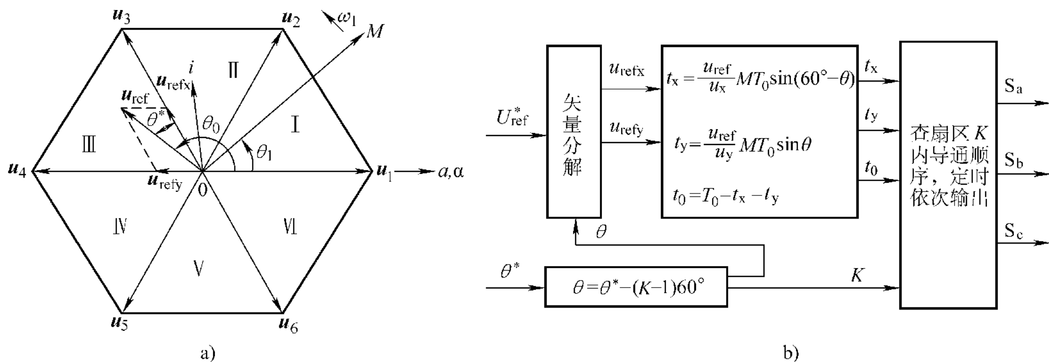


图 2-22　对称调制模式的实时计算系统

若采用先进的 DSP（Digital Signal Processor，数字信号处理器）芯片于此种模式，其算法信号流程如图 2-23a 所示。采样获得同步转速旋转 dq 坐标系上的电压矢量分量 $\boldsymbol{u}_d^*$ 和 $\boldsymbol{u}_q^*$，经坐标系变换（坐标变换见下章），得到 $\boldsymbol{u}^*$（即 $\boldsymbol{u}_{ref}$）和相位角 θ^*，θ^* 与 θ_e'（θ_e'为 d 轴与 α 轴的夹角，为对 ω^* 积分获得，处于不断增加中）相加，得到了 θ_e 角（见图 2-23b）。如果瞬时相电压作为给定值直接给出，$\boldsymbol{u}^*$ 和 θ_e 就可以直接得到。有了 $\boldsymbol{u}_{ref}$就可以计算调制系数 M，有了 θ_e 就可以按图 2-22 判断扇区（即用 θ_e 除以 60°取整加 1），并计算出 θ，从而可以得到相邻两个基本矢量 $\boldsymbol{u}_x$ 和 $\boldsymbol{u}_y$，进而计算 t_x、t_y、t_0，而后送到定时器定时输出。

用于 SVPWM 技术的 DSP 芯片有 ADMC331、TMS320F240 等，SVPWM 的输出利用软件来构造。例如 DSP 采用 TMS320F240 芯片，在 TMS320F240 中，有 3 个全比较单元，利用它可生成 6 路 PWM 波形。它包括 1 个计数寄存器和 3 个比较寄存器，3 个比较寄存器分别为 CMPR1、CMPR2 和 CMPR3。这里采用计数器连续递增递减方式，当计数器在 0 到计数周期这段增计数周期内，计数器的值与比较寄存器的值相等时，输出电平发生一次跳变；在计数器达到计数周期时，计数器将开始减计数，当计数器再次与比较寄存器相等时，输出电平将再次跳变，这样通过改变比较寄存器的值，就可以得到不同占空比的 PWM 信号。

当编写程序时，将三相开关时间分别写入比较寄存器，设高电平有效，将 1 写入 CMPR1，将（t_0+t_1）写入 CMPR2，将（$t_2+t_7/2$）写入 CMPR3，即可输出相应的波形。根据图 2-23，图 2-24 所示为供参考的中断子程序流程图，采用该芯片每周期只发生一次定时器中断，实时性好，大大简化了程序编写过程。

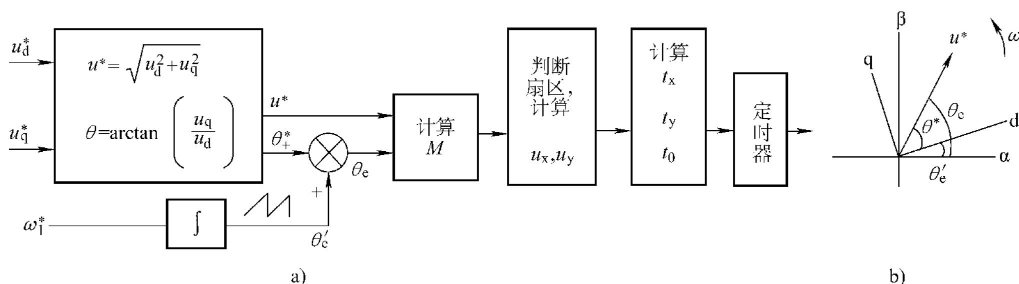


图 2-23　用 DSP 实施 SVPWM 算法信号流程

上述过程要经过仿真检验结果。关于仿真，一般采用 MATLAB 芯片，使用此芯片解决具体问题建立数学模型快速方便，其语言语法规律简单，将命令、翻译、工程计算等功能集为一体，最适于仿真工作。

上述算法的实施，经过仿真，其结果是磁链轨迹近于圆形，如图 2-25a 所示，图 2-25b 则为一般两电平逆变器输出的磁链轨迹图形，可见是一六边形。

关于在哪一个扇区的判定，根据不同给定条件来决定。若直接给定了 u^* 和

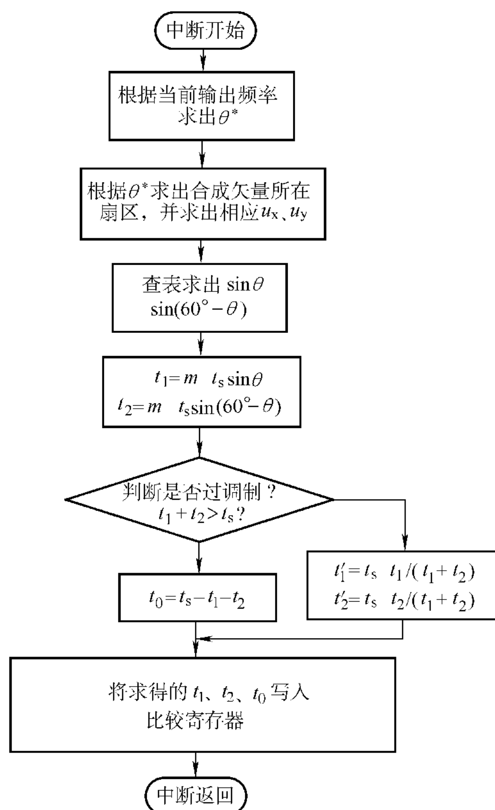


图 2-24　中断子程序流程图（t_s 即 T_0）

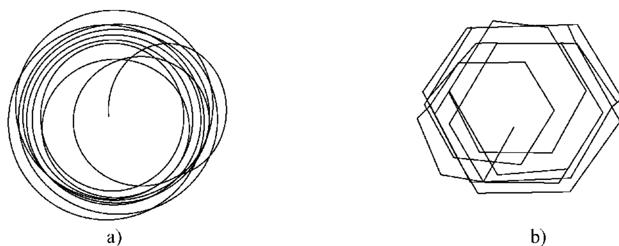


图 2-25　仿真结果

相角 θ，就可按图 2-22 找到扇区。若给定为 $\boldsymbol{u}_d^*$ 和 $\boldsymbol{u}_q^*$，则如图 2-23 所示算法求得扇区。若只给定 $\boldsymbol{u}_{ref}$，可以按图 2-26 所示的方法分解为 $\boldsymbol{u}_\alpha$ 和 $\boldsymbol{u}_\beta$，然后按下述步骤计算找到扇区：

1）计算参考值 $\boldsymbol{u}_{ref1}\boldsymbol{u}_{ref2}\boldsymbol{u}_{ref3}$：

$$\boldsymbol{u}_{ref1}=\boldsymbol{u}_\beta$$

$$\boldsymbol{u}_{ref2}=\frac{(\sqrt{3}\boldsymbol{u}_\alpha-\boldsymbol{u}_\beta)}{2} \tag{2-14}$$

$$u_{ref3} = -\frac{(\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta)}{2}$$

2）计算 N：

$$N = \text{sign}(u_{ref1}) + 2\text{sign}(u_{ref2}) + 4\text{sign}(u_{ref3}) \tag{2-15}$$

式中　sign(x)——符号函数，

$$\begin{cases} x>1 & \text{sign}(x)=1 \\ x<1 & \text{sign}(x)=0 \end{cases}$$

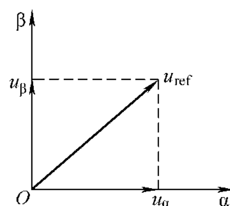


图 2-26　u_{ref}分解为 u_α、u_β

3）根据 N 的数值可从表 2-4 中查到 u_{ref}所在扇区。

表 2-4　所在扇区

N	1	2	3	4	5	6
扇区	Ⅱ	Ⅵ	Ⅰ	Ⅳ	Ⅲ	Ⅴ

2.4.3　对称调制模式与 SPWM 的比较[11]

1．调制效果

在某种特定条件下，两种调制效果是相同的。图 2-16b 中，7 个小段 2 端为 t_7，中间 1 小段为 t_0；这种矢量分布经过推导，A 相的相电压 u_a（即 $u_{AO'}$）波形表达式为

$$u_a = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2}u_{sref}\cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) & 0 \leqslant \theta \leqslant \frac{\pi}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{2}u_{sref}\cos\theta & \frac{\pi}{3} \leqslant \theta \leqslant \frac{2\pi}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{2}u_{sref}\cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) & \frac{2\pi}{3} \leqslant \theta \leqslant \pi \\ \frac{\sqrt{3}}{2}u_{sref}\cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) & \pi \leqslant \theta \leqslant \frac{4\pi}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{2}u_{sref}\cos\theta & \frac{4\pi}{3} \leqslant \theta \leqslant \frac{5\pi}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{2}u_{sref}\cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) & \frac{5\pi}{3} \leqslant \theta \leqslant 2\pi \end{cases} \tag{2-16}$$

相应 u_a 的电压波形如图 2-27 所示。

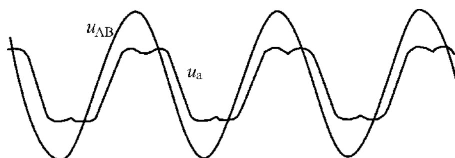


图 2-27　空间矢量脉宽调制逆变器输出相电压波形

同样的方法可以推出 u_{BO}、u_{CO}

对应的线电压表示为

$$\begin{cases} u_{AB} = U_1 \sin\theta \\ u_{BC} = U_1 \sin\left(\theta - \dfrac{2\pi}{3}\right) \\ u_{CA} = U_1 \sin\left(\theta - \dfrac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \tag{2-17}$$

式中　U_1——基波三相电压幅值；

$\theta = \omega_e t$，ω_e 是基波相电压的角频率。

从图 2-27 可见，相电压为马鞍形，和注入三次谐波的 SPWM（见第 1 章）完全一致，具有等效性。而线电压为正弦波，能实现过调制。因此可以说二者有异曲同工之妙，而 SVPWM 实现手段较方便，控制也较灵活。

2. 直流电压利用率

若将式（2-17）进行一番推导，可推出采用 SVPWM 方式输出的最大基波电压幅值为

$$U_{1SVM} = \frac{U_d}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{3}}{3} U_d$$

式中　U_d——直流输入电压。

SPWM 的基波幅值为

$$U_{1SWM} = \frac{U_d}{2}$$

二者相比

$$\frac{U_{1SVM}}{U_{1SWM}} = 1.15$$

可见 SVPWM 的直流利用率比 SPWM 的直流利用率要高 15%。

2.4.4　对称调制模式的特点和优点

对称调制模式的特点和优点可归纳于下：

1）每个扇区虽有多次开关状态切换，但每次切换只有一个开关动作，开关损耗较小。

2）利用电压空间矢量直接生成波形，适于计算机介入，非常适合 DSP 等高性能单片机，计算简便。

3）逆变器输出电流平衡，磁链轨迹逼近圆形，谐波分量小，转矩较平稳，噪声小。

4）三相同时控制，简单方便。

5）线电压基波最大值等于直流电压，直流利用率高。比一般 SPWM 高出

15%。

2.4.5 对称调制模式的推广

对称调制模式也可以推广到大于6段，如12段（为6的倍数），如图2-28所示。将整个磁链圆等分为12段，区分为0到11个扇区。本着使开关频率最小的原则，在每个扇区采用两个非零矢量作用，使磁链在本扇区的轨迹逼近圆形。例如在扇区1，可用$\boldsymbol{u}_2$为主矢量（起始矢量），$\boldsymbol{u}_3$为辅矢量（终止矢量），$\boldsymbol{u}_0$、$\boldsymbol{u}_7$作为零矢量来调节输出波的周期。

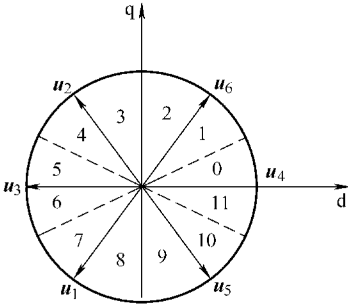


图2-28　12扇区电压矢量分布

经过推导，两个非零矢量的持续时间分别为（近似值）

主矢量（起始矢量）：

$$t_x = A\sin\beta \tag{2-18}$$

辅矢量（终止矢量）：

$$t_y = A\sin\alpha \tag{2-19}$$

零矢量：

$$t_0 = T_0 - (t_x + t_y) \tag{2-20}$$

$$A = \frac{\sqrt{2}}{2}\frac{u_x}{u_y}T_0$$

$$\beta = \frac{\pi}{3} - \alpha$$

$$\alpha = 2K\Delta\theta$$

$$\Delta\theta = \frac{\pi}{N}$$

式中　N——划分的区间数，在此为12；

K——区间内分小段数；

T_0——周期。

12段电压矢量作用次序见表2-5。

表2-5　12段电压矢量作用次序

扇区	主矢量	辅矢量	零矢量
0	$\boldsymbol{u}_2$	$\boldsymbol{u}_6$	$\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_7$
1	$\boldsymbol{u}_2$	$\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_7$
2	$\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_2$	$\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_7$
3	$\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_1$	$\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_7$
4	$\boldsymbol{u}_1$	$\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_7$

（续）

扇区	主矢量	辅矢量	零矢量
5	$\boldsymbol{u}_1$	$\boldsymbol{u}_5$	$\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_7$
6	$\boldsymbol{u}_5$	$\boldsymbol{u}_1$	$\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_7$
7	$\boldsymbol{u}_5$	$\boldsymbol{u}_4$	$\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_7$
8	$\boldsymbol{u}_4$	$\boldsymbol{u}_5$	$\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_7$
9	$\boldsymbol{u}_4$	$\boldsymbol{u}_6$	$\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_7$
10	$\boldsymbol{u}_6$	$\boldsymbol{u}_4$	$\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_7$
11	$\boldsymbol{u}_6$	$\boldsymbol{u}_2$	$\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_7$

2.5　两电平 SVPWM 的新算法

上述的 SVPWM 采用固定的开关模式，虽可取得较好的输出效果，但也有一些缺点：

1）空间矢量与开关时间还不是最优化；

2）开关模式固定，显得不够灵活；

3）可以抑制谐波，但未达到理想的程度，仍有不利于运行的谐波。

频谱分析表明，这些谐波主要集中在 1 倍和 2 倍载波频率附近，它们将产生明显的噪声和振动，不利于传动。因此，涌现了不少新的 SVPWM 算法，例如随机控制算法，免疫算法和反向神经网络算法，简述于下。

2.5.1　随机控制算法

随机控制的基本思想是用一种随机的开关策略代替常规固定的开关模式，使逆变器输出电压的谐波成分均匀分布在一个较宽的频率范围内，达到抑制噪声和振动的目的。

随机控制在这里就是指随机 PWM 控制，实现的方式有三，即随机开关频率 PWM、随机脉冲位置 PWM 和随机调制 PWM，常用的为随机开关频率 PWM。

1. 随机开关频率 PWM

电磁噪声的频谱分布，在 f_s 一定时，频谱也就确定。此频率下的谐波电压 u_{fs}可表示为

$$u_{fs} = U_m \cos(2\pi f_s t) \tag{2-21}$$

如果 f_s 改变，则频谱相应地变化。设 f_s 按某一规律变化，则谐波电压不再集中在 f_s 频率下，而分布在 $f_s(t)$ 频率范围内，由谐波电流引起的电磁噪声也将分布在 $f_s(t)$ 的范围内，由式（2-21）也可知，噪声分布情况直接与 f_s 相关，如果 $f_s(t)$ 为一特定带宽函数，两相邻的调制频率之间相关联，则噪声为按特定规律重复的有色噪声。为消除此噪声，可使 $f_s(t)$ 为一限带的白噪声信号，以达到抑制某一噪声的目的。随机开关频率 PWM 就是基于这一原理，通过随机改变

开关频率，而使电动机电磁噪声近似为限带白噪声。尽管噪声的总分贝数未变，但有声噪声的强度将大幅度削弱，从可有利于逆变器的现场运行。

2. 随机脉冲位置 PWM

随机脉冲位置 PWM 的基本思路是在确定的开关模式时，若将电压矢量导通位置做适当的改变，会影响电压频谱的分布，可以在基波分量不变的情况下，得到一个宽而均匀的连续频谱，从而抑制幅值较大的谐波分量，达到抑制噪声和振动的目的。

如果在对称调制模式中，每一个开关周期中随机只选用一个零矢量 $\boldsymbol{u}_0$ 或 $\boldsymbol{u}_7$，位于开关周期的两端或中间，则运行中有四种可能情况。根据可能出现的情况，按参考电压所处的扇区，设置好各通道产生触发脉冲的时刻，便可实现随机脉冲位置 PWM。该方法实际上是在两种低开关损耗模式之间的随机切换，故可以在减少噪声、损耗的同时，提高了变频器的效率。

3. 随机调制 PWM

这是一种用合成周期构成有限状态机（FSM）为基础的随机 SVPWM 的方式。以合成周期作为新策略中 PWM 形成过程中的基本长度单元，通过在若干有限状态机之间实现随机转换，达到随机调制空间电压矢量的效果。

FSM 如图 2-29 所示，若能实现该图 S_1，S_2，S_3，S_4 之间随机切换，就能实现随机 SVPWM 输出，且不会改变输出电压总量和每个输出电压矢量的作用时间。

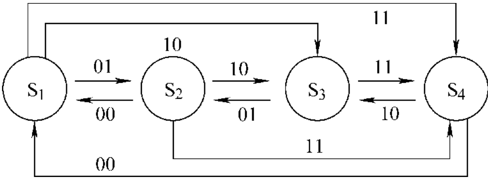


图 2-29　随机调制策略的 FSM 实现

图 2-30 所示为该方法的仿真实验结果，可见效果很好。

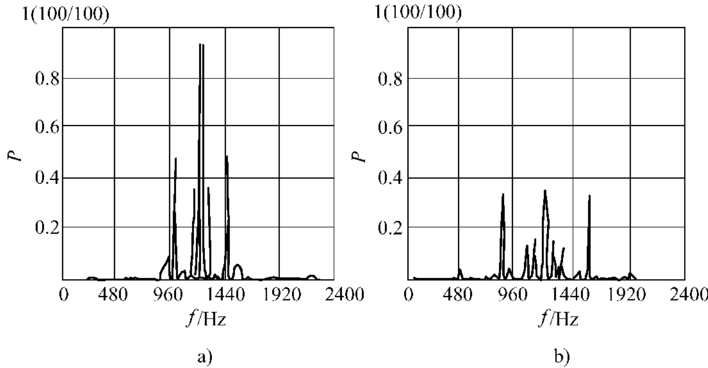


图 2-30　仿真功率谱密度比较

a）随机化调制前　b）随机化调制后

2.5.2 免疫算法

免疫算法（IA）是基于生物免疫机制提出的一种智能计算方法，它将求解问题的目标函数对应为入侵生命体的抗原，而问题的解对应为免疫系统产生的抗体。算法的具体流程如图2-31所示。

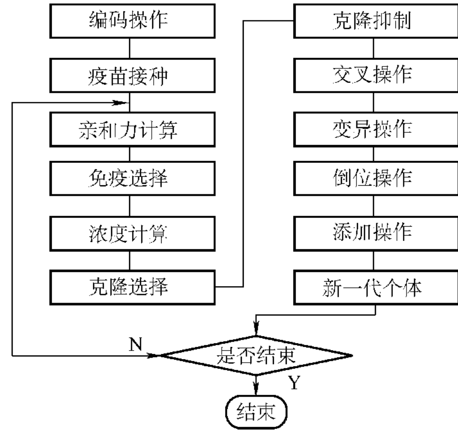


图2-31 免疫算法流程

在本文中，是以常规最优波形空间矢量控制为基础，先确定最佳控制矢量，再运用IA计算与之相对应的作用时间，产生最优PWM控制序列。此序列的适应度较对称调制模式提高了42%，输出波形畸变方面减少了19%。

2.5.3 反向传播神经网络算法

反向传播神经网络（CPN）由一个全互联的神经元阵列组成，如图2-32所示。当外部输入模式出现时，网络的每个神经元都同时工作，网络采用“赢者通吃”的竞争学习机制，完成对复杂模式的分类过程，并在回复模式时，按一定权来分配模式间的关系。在对逆变器控制时，CPN算法首先判定$\boldsymbol{u}_{\mathrm{ref}}$处于确定的6个分类模式区域中的哪一个，就可知用矢量$\boldsymbol{u}_K$和$\boldsymbol{u}_{K+1}$，CPN算法与传统的

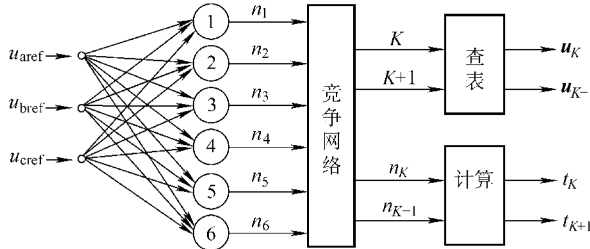


图2-32 反向传播神经网络

SVM相一致，也是利用非零矢量将整个平面分为6个扇区。再查表选择对应的开关矢量，确定参考矢量所在的扇区，计算作用时间。相对于传统SVM而言，CPN算法所需步骤大大减少，不仅不需要进行park变换，而且避免了判断扇区所需的反正切函数。各次谐波幅值与基波幅值之比大大减少，图2-33所示的a相电流频谱图验证了本系统还能实现高

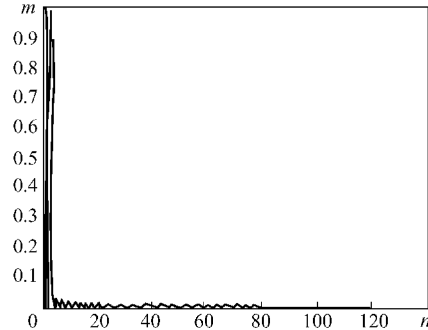


图2-33 a相电流频谱图

功率因数。

2.6 两电平三维空间电压矢量 SVPWM 控制[15]

以上所述的三相三桥臂逆变器的空间电压矢量分布常用二维的坐标系，即 αβ 坐标系表示，对于三相四桥臂逆变器的基本空间矢量分布则需要三维坐标系，即 αβγ 或 αβ0 坐标系。下面我们以两电平三相四桥臂逆变器说明有关三维 SVP-WM 控制的概念。

2.6.1 三相四桥臂逆变器

三相四桥臂逆变器的优点是以第四桥臂补偿中性线电流，达到三相平衡的目的，而不用三相 Dy 输出变压器或分裂电容方法，使体积重量成本降低。两电平三相四桥臂逆变器的主电路如图 2-34 所示。它是由三相半桥式逆变器与一个中性点形成桥臂（由开关管 V_7、V_8 组成）组合而成的。开关管 V_1、V_4 与开关管 V_7、V_8 组成 a 相全桥逆变器；开关管 V_3、V_6 与开关管 V_7、V_8 组成 b 相全桥逆变器；开关管 V_5、V_2 与开关管 V_7、V_8 组成 c 相全桥逆变器。由于 V_7、V_8 是形成中性点的公用桥臂，因此 A、B、C 三桥臂逆变开关的驱动与输出电流的激励将会在公用桥臂上受到牵制，而采用空间矢量控制技术可以完全解除这种牵制作用。

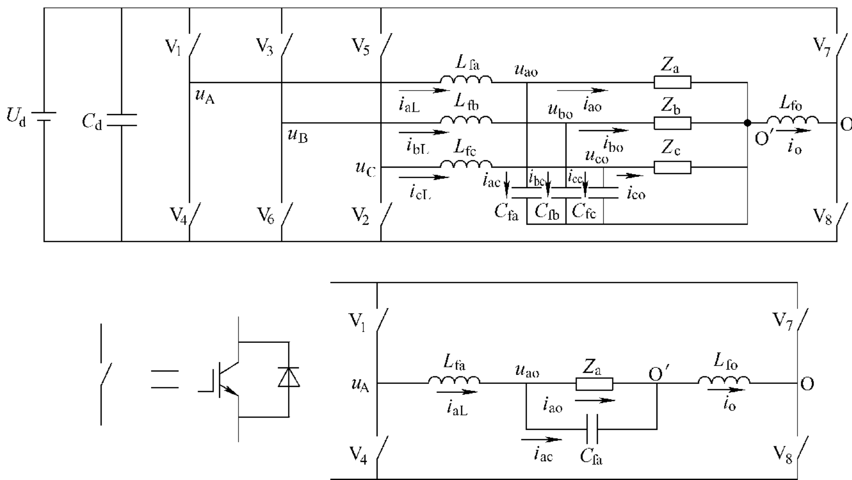


图 2-34 三相四桥臂逆变器主电路

对于如图 2-34 所示的主电路，如果忽略中性线电感 L_{fo}，则可以简化成如图 2-35 所示的等效电路。其中每一个桥臂都有两种工作方式。4 个桥臂共有 $2^4=16$ 种工作方式。

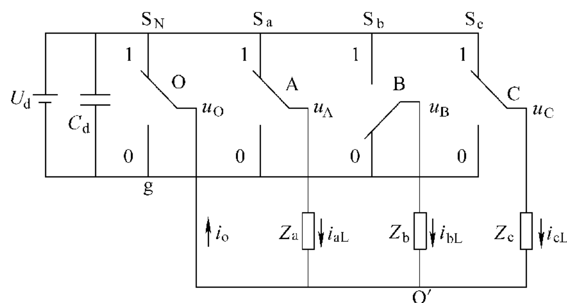


图 2-35　三相四桥臂逆变器的简化等效电路

2.6.2　三相四桥臂逆变器的电压空间矢量

三相四桥臂逆变器有 $2^4=16$ 种开关模式，比三桥逆变器多 8 种开关模式，因此其电压空间矢量必须用三维 αβγ 或 αβ0 立体正交坐标来表示，三维空间矢量为 $\boldsymbol{u}_\alpha$，$\boldsymbol{u}_\beta$，$\boldsymbol{u}_\gamma$ 或 $\boldsymbol{u}_\alpha$，$\boldsymbol{u}_\beta$，$\boldsymbol{u}_0$。

把空间矢量 $\boldsymbol{u}_x$（$\boldsymbol{u}_\alpha$，$\boldsymbol{u}_\beta$，$\boldsymbol{u}_\gamma$）作为各桥臂开关方式的函数，用开关模式来表示的四桥臂逆变器 αβγ 三维空间电压矢量如图 2-36 所示。

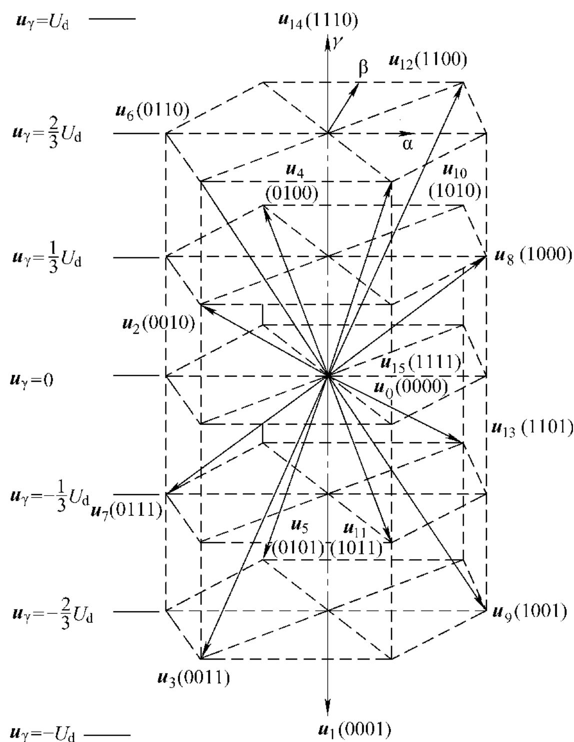


图 2-36　在三维 αβγ 正交坐标中的四桥臂逆变器的空间电压矢量

2.6.3 三相四桥臂逆变器的电压空间矢量控制

空间矢量控制是用空间矢量运动轨迹及时地跟踪基准矢量的轨迹来实现的，因此找出基准矢量的轨迹是很重要的。

空间矢量控制的任务是采用图 2-36 所示的开关矢量合成出基准电压矢量的轨迹。空间矢量控制可以分成两步；第一步是选择开关矢量，并计算出每一个开关矢量持续的时间；第二步是确定基准开关矢量的顺序。

1. 实用开关矢量的选择

选择开关矢量的条件是消除轨迹产生的“小环”，降低电感电流的谐波。对于三相三桥臂逆变器，选用两个相邻的非零矢量和零矢量合成出来的基准电压矢量就能满足上述要求。而对于三相四桥臂逆变器，必须首先区分并找出邻近矢量。如图 2-37 所示，在一个 60°区域里，有 6 个非零矢量和两个零矢量可供选择。为此在所示的60°区域里可以分成4 个如图2-38 所示的邻近矢量四面体，每一个四面体都是由三个邻近非零矢量（以其顶端构成的三角形为底）和两个零矢量（以所在点为顶）构成的。这种四面体又都是由相邻的开关矢量确定的。每一个实用的开关矢量的持续时间也都可以用和三桥臂逆变器相同的方法计算出来。假定采用的基准电压矢量是在图 2-38a 所示的四面体中，则选用的开关矢量就是 $\boldsymbol{u}_8$（1000），$\boldsymbol{u}_9$（1001），$\boldsymbol{u}_{13}$（1101），$\boldsymbol{u}_{15}$（1111），$\boldsymbol{u}_0$（0000）。

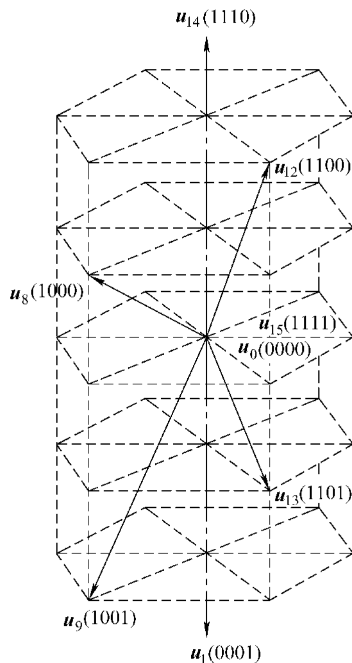


图 2-37 在 60°区域里的开关矢量

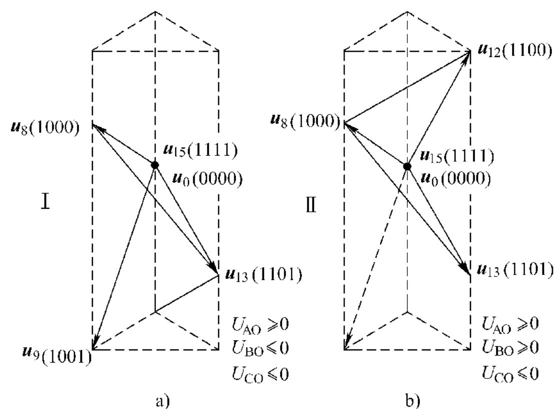


图 2-38 确定邻近矢量的四面体

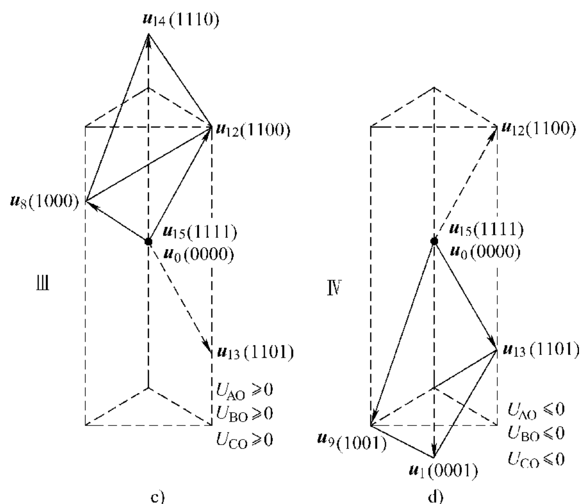


图 2-38　确定邻近矢量的四面体（续）

2. 开关矢量顺序的选择

对于三相三桥臂逆变器，为了使轨迹不产生“小环”，减少开关动作次数，减少开关损耗以及减少输出电压总谐波失真（THD）的条件是交替选择邻近矢量的转换顺序。对于四桥臂逆变器，也同样按照这个条件选择开关矢量的顺序。图 2-39 所示为常用的顺序选择方案，是按对称性选择的顺序。

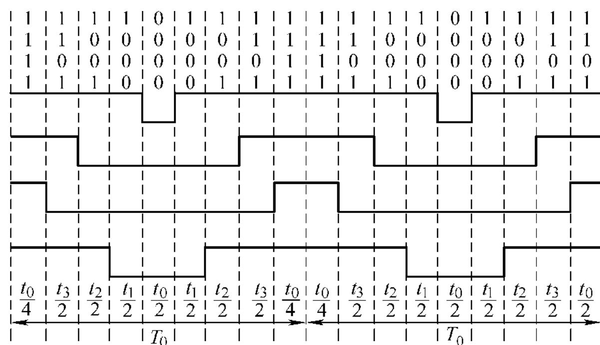


图 2-39　对称性选择的顺序

参 考 文 献

[1] 陈伯时，陈敏逊. 交流调速系统［M］. 北京：机械工业出版社，1998.

[2] 张皓. 高压大功率变频调速系统［M］. 北京：机械工业出版社，2006.

[3] 李华德. 交流调速控制系统［M］. 北京：电子工业出版社，2003.

[4] 叶斌. 电力电子应用技术［M］. 北京：电子工业出版社，2003.

[5] 胡崇岳. 现代交流调速技术［M］. 北京：机械工业出版社，1998.

［6］陈国呈．PWM 逆变技术及应用［M］．北京：中国电力出版社，2003.
［7］丁学文．电力拖动运动控制系统［M］．北京：机械工业出版社，2007.
［8］张承慧，崔纳新，等．交流电机变频调速及其应用［M］．北京：机械工业出版社，2008.
［9］杨贵杰，孙力上，等．空间矢量脉宽调制方法的研究［J］．中国电机工程学报，2001（5）.
［10］刘佳宇，袁秀湘，等．基于 FSM 实现随机空间电压矢量 PWM 的新策略［J］．电力电子技术，2006（3）.
［11］王建民，李永斌，等．随机脉冲位置电压空间矢量调制及其实现［J］．电力电子技术，2001（5）.
［12］袁佳歆，苏小芳．基于免疫算法的三相逆变压器最优空间矢量 PWM 控制［J］．中国电机工程学报，2009（9）.
［13］赵争鸣，等．通用变频器矢量控制与直接转矩控制的比较［J］．中国电机工程学报，2005（6）.
［14］李建林，李玉玲，等．基于反向神经网络的 SVM 技术在电压型变流器中的应用［J］．中国电机工程学报，2009（6）.
［15］刘凤君．现代逆变技术及应用［M］．北京：电子工业出版社，2006.

第3章　两电平 SVPWM 技术的应用

SVPWM 技术主要用在变频调速系统，此外还用于各种用途的整流器、不间断电电源（UPS）和电力部门的有源滤波、电压质量改善等领域。本章所讲的两电平 SVPWM 的应用，以在变频调速领域的应用为主，也讲述在整流器，特别是变频器用的整流器上的应用。至于用于其他领域，将在以后各章中讲述。

若要使变频调速的性能良好，必须有一个良好的系统控制，不仅稳态性能要好，动态性能也要好，还要满足恒功率、恒转矩控制的要求，这个道理已于第1章讲述。本章讲述的控制技术有矢量变换控制和直接转矩控制，这两种控制技术具有很好的调速性能。在变频调速系统中，过去一向采用 SPWM 技术，自从推广 SVPWM 技术以后，很多变频器采用了 SVPWM 技术，效果很好，有些指标还优于 SPWM。本章着重讲述两电平 SVPWM 技术在这些系统控制中的应用，还有一种较好的闭环控制技术，叫转差频率控制，放在第七章应用实例中讲述。

最后讲述 SVPWM 技术在整流器中的应用，这类整流器是污染最小的电气设备，且有反馈电能的作用，可构成双 PWM 变频调速系统。

3.1　两电平 SVPWM 技术在矢量变换控制中的应用

为了了解如何获得 SVPWM 调制的参考电压矢量 u_{ref}，必须对矢量控制的原理有清晰的理解。

3.1.1　矢量变换控制的基本原理

一般闭环变频调速系统虽然有较好的控制效果，但与直流调速相比，差距仍较大。大家知道，直流电动机调速之所以得到高性能的转矩转速控制，是由于电枢电流和磁场磁通可以分开独立控制，异步电动机却不能做到。异步电动机的转矩可写成：

$$T = K_{\mathrm{T}} \Phi I_2 \cos\varphi_2 \tag{3-1}$$

式中　I_2——转子电流有效值；

$\cos\varphi_2$——转子电路功率因数；

Φ——旋转磁场每极的主磁通；

K_{T}——与电动机结构有关的常数。

由于这些电磁量为交流电磁量，笼型转子电流 I_2 又不能测量，故要想和直流机一样直接对 Φ、I_2 独立分开控制是困难的。但是本节所讲述的矢量变换控制技术，能够将交流量变成直流量，只要测出定子侧电压、电流，就能对磁通和

电流进行独立控制。此种控制技术的基本思路是按照产生同样的旋转磁场的等效原则建立起来的。

我们知道，三相交流异步电动机通入三相交流电，便形成角速度为 ω 的旋转磁场，对应于定子交流的频率 f_s。三相绕组分别相差 120°，互相耦合，如图 3-1a 所示的 ABC 坐标系。另外，我们还知道，多相交流电动机通以平衡电流，同样也可以产生旋转磁场，如两相交流电动机通以电流 i_α、i_β，也能产生旋转磁场，两相励磁绕组互相垂直，不相耦合，如图 3-1b 所示的 αβ 坐标系。如果 ABC 坐标系和 αβ 坐标系的旋转磁场磁势和角速度相同，则可认为二者是等效的。再看一台直流电动机，当输入直流可分为励磁电流 i_M 和电枢电流 i_T 时，也能产生旋转磁场，两个绕组也互不耦合，互相垂直，如图 3-1c 所示的 MT 坐标系。如果它的旋转磁场和上面所述两种相同，则它们都是等效的。所谓等效，就是它们的物理量，如电流、电压等，可以等效变换。

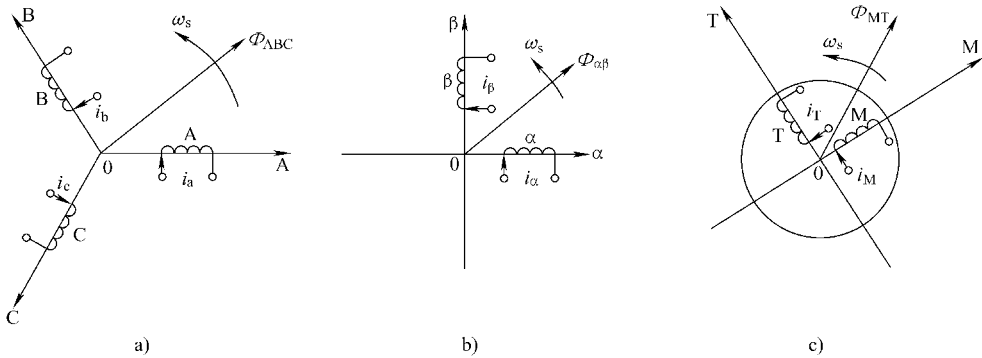


图 3-1　异步电动机等效模型

a）三相坐标系　b）两相坐标系　c）MT 坐标系

按照变换原则，ABC 坐标系和 αβ 坐标系的变换与反变换（叫做 Clark 变换），αβ 坐标系和 MT 坐标系的变换与反变换（叫做 Park 变换）分别为

$$
\begin{aligned}
i_{\alpha\beta} &= A_1 i_{ABC} \\
i_{ABC} &= A_1^{-1} i_{\alpha\beta} \\
i_{MT} &= A_2 i_{\alpha\beta} \\
i_{\alpha\beta} &= A_2^{-1} i_{MT}
\end{aligned}
\tag{3-2}
$$

A_1、A_2 为变换矩阵，A_1^{-1}、A_2^{-1} 为逆矩阵。在矢量变换控制过程，必须经过坐标变换，即要从三相 ABC 坐标系变换为两相 αβ 坐标系（3/2 变换），再从 αβ 坐标系变换到直流 MT 坐标系，并且还要反过来变换（两相反变换为三相称为 2/3 变换），因此需要求出变换矩阵 A_1、A_2 和 A_1^{-1}、A_2^{-1}。现述从 ABC 坐标系变换为 αβ 坐标系。

图 3-2a 所示为 ABC 坐标系和两相交流绕组 αβ 坐标系矢量的变换关系，令

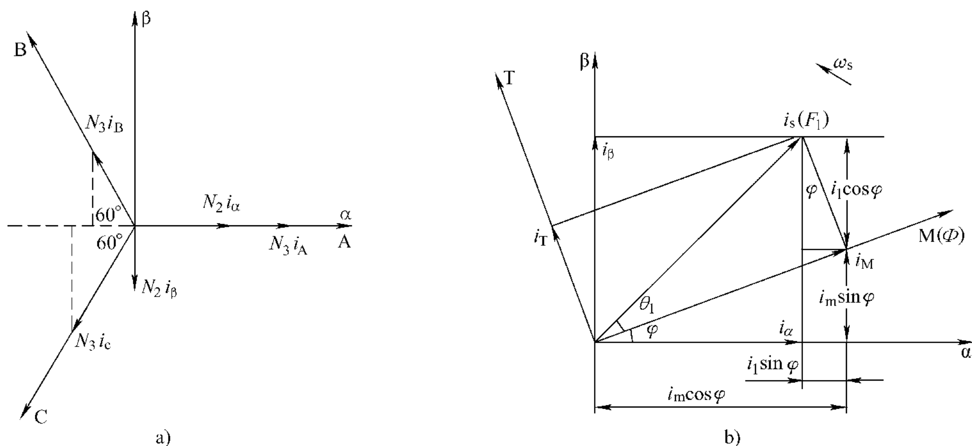


图 3-2　坐标变换

a）ABC 坐标到 αβ 坐标变换　b）αβ 坐标到 MT 坐标变换

αβ 坐标系的 α 轴与 ABC 坐标系 A 相重合，当两个坐标系等效，将 ABC 坐标系变换为 αβ 坐标系时，有

$$N_2 i_\alpha = N_3 i_A - N_3 i_B \cos 60° - N_3 i_C \cos 60° = N_3 \left(i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right)$$

$$N_2 i_\beta = N_3 i_A - N_3 i_B \sin 60° - N_3 i_C \sin 60° = \frac{\sqrt{3}}{2} N_2 (i_B - i_C)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \tag{3-3}$$

变换矩阵：

$$A_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{3-4}$$

逆矩阵：

$$A^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{3-5}$$

图 3-2b 所示为 αβ 坐标系和直流 MT 坐标系的矢量关系，MT 坐标系和 αβ 系坐标的交角为 φ，它以 ω_s 旋转，故称旋转坐标系，而前两种则称为静止坐标系。转子磁链方向沿 M 轴方向相重合，叫做转子磁场定向。这时电动机各电磁

量以定子流 i_s 为例，矢量关系如图 3-3 所示。可以看出，i_s 对于 αβ 坐标系来说是交流量，i_s 在 MT 坐标系的分量 i_M、i_T 是直流量。我们还可以看出，i_M 是产生磁通的，i_T 与磁通的乘积就是电动机的转距；如果通过变换从 i_s 得到 i_M 和 i_T，二者解耦，我们可以对磁通和转子电流分开独立控制，达到和直流电动机那样控制转矩转速的目的。

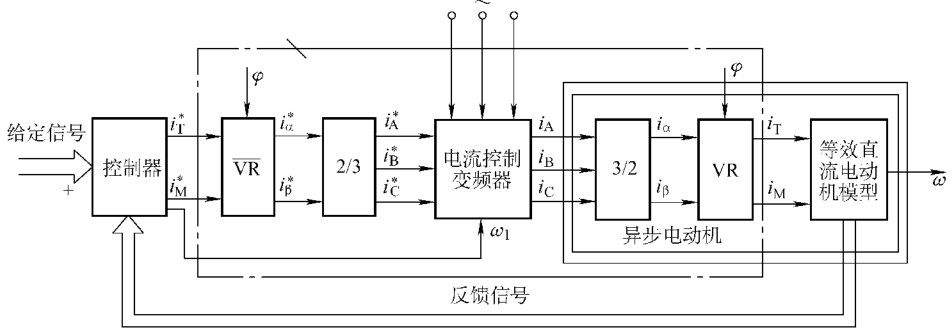


图 3-3　矢量变换控制系统框图

现在来按 Park 变换原则求两坐标系的矢量变换矩阵 A_2，从图 3-3 可得

$$i_\alpha = i_M\cos\varphi - i_T\sin\varphi$$

$$i_\beta = i_M\sin\varphi + i_T\cos\varphi$$

写成矩阵形式 $\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varphi & -\sin\varphi \\ \sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix}$

$$A_2 = \begin{bmatrix} \cos\varphi & -\sin\varphi \\ \sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \tag{3-6}$$

$$A_2^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\varphi & \sin\varphi \\ -\sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \tag{3-7}$$

由于三种旋转磁场等效，所以，MT 直流绕组与 ABC 交流绕组等效，即有

$$i_{MT} = A_2 i_{\alpha\beta} = A_2 A_1 i_{ABC} \tag{3-8}$$

由止式可知，MT 直流绕组中的电流 i_M、i_T 与三相电流 i_A、i_B、i_C 之间必存在着确定关系，因此通过控制 i_M、i_T 就可以实现对 i_A、i_B、i_C 的瞬时控制，达到控制转矩转速的目的。

矢量控制为何要进行坐标变换？大家知道，三相异步电动机的数字模型是一个高阶、非线性、强耦合、多变量的系统，只有通过这种变换才能简化换算，主要是可以解耦和降阶。通过两次变换，可得到励磁电流 i_M、转矩电流 i_T 和电磁转矩 T_e 的公式[注1]：

$$i_M = \frac{1 + T_2 p}{L_M}\Psi_r \qquad T_2 = \frac{L_r}{R_2} \tag{3-9}$$

$$i_r = \frac{\Psi_r T_2}{L_m}\omega_s \tag{3-10}$$

$$T_e = n_p \frac{L_m}{L_r}\Psi_r i_t \tag{3-11}$$

从上列公式可知，T_e 只与 i_T 有关，i_T 和 i_M 解耦，当 Ψ_r 为常数时，转矩正比于 i_T，故控制 i_T 即可控制转矩，和直流电动机相似，效果可与之媲美。

根据上述，矢量变换控制过程可用图 3-3 所示的系统框图来描述：三相交流输入变频器，变频器输出三相 VVVF 交流去驱动异步电动机（右侧）；用传感器测出电流，经 3/2 变换，得到 i_α、i_β（不计零序分量），再经旋转变换 VR，变成直流量 i_T、i_M。信号传到控制器（左侧）控制后得到给定直流量 i_T^*、i_M^*，先经旋转反变换$\overline{\text{VR}}$，得到给定交流量 i_α^*、i_β^*，再经 2/3 变换得到三相给定控制信号 i_A^*、i_B^*、i_C^*，控制变频器输出电动机运行电流。应注意的是此处变频器为电流控制型，若为电压控制变频器，应当用变换器将 i_α^*、i_β^* 变为 u_α^*、u_β^*。

3.1.2 SVPWM 矢量控制系统的构成与控制原理

通过上述变换，我们得到了可用于控制的 i_M（励磁电流分量）、i_T（转矩电流分量）作为控制量，记为 i_M^*、i_T^*，通过矢量旋转变换得两相交流控制量 i_α、i_β，记为 i_α^*、i_β^*，然后再用电流电压变换器变换为电压控制量 u_α^*、u_β^*，输入 SVPWM 即可完成矢量控制。由于将直流标量作为电动机外部的控制量，然后又将其变换成交流量去控制交流电动机的运行，均是通过矢量坐标变换来实现的，因此将这种控制系统称之为矢量变换控制系统，通常简称为矢量控制系统。

按照上述思路，构成实用的矢量变换控制系统的方案很多，这里介绍一种直接转子磁场定向，速度、磁链闭环的 SVPWM 控制系统框图，如图 3-5 所示。读者可以通过这个例子具体了解矢量变换控制的本质、实现和 SVPWM 控制方法。所谓转子磁场定向，就是将转子磁场 Ψ_r 与 M 轴相重合。

1. 直流量 i_M、i_T 的产生

从电动机定子侧测出定子电流 i_a、i_c，经 ABC 坐标系（$i_b = -i_a - i_c$）→αβ 坐标系变换（3/2 变换）得 i_α、i_β（不计零序分量），定子电压 u_{ab}、u_{bc}也经 ABC 坐标系→αβ 系变换器（3/2 变换）得 u_α、u_β；i_α 和 i_β 送 αβ 坐标系→MT 坐标系变换（旋转坐标变换）得到 i_M 和 i_T，i_M，i_T 就是作为系统反馈量的直流量。

2. 控制信号的形成

从图 3-4 可看到，系统有两个输入端，其一是转速给定 ω^*，与转子磁链观测器输出的实际转速 ω_r 比较后进入速度调节器得到转矩给定 T_e^*，经除法器除以 $|\Psi_r|$（转子磁链观测器输出）即得电流给定 i_T^*，i_T^* 与实际 i_T 比较后进入电流调节器 PI（电流电压变换器）就得到给定电压 u_T^*，（转矩给定信号）。另一路

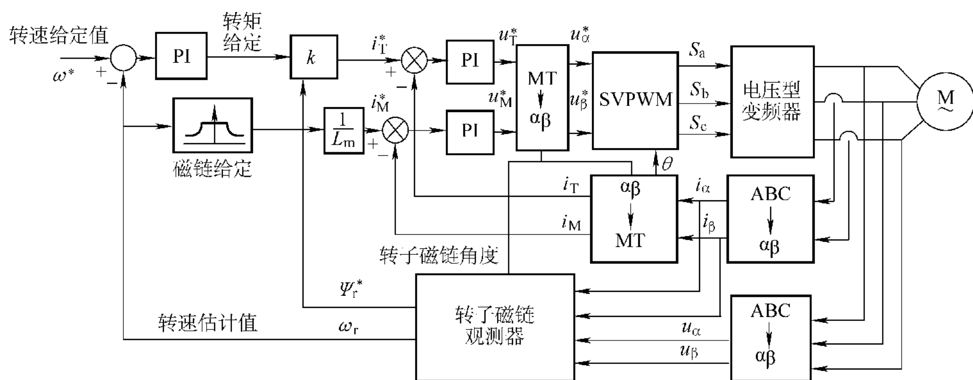


图 3-4　转子磁场定向矢量控制 SVPWM 系统

ω 经磁链给定函数发生器得到磁链给定 $|\Psi_r|^*$，它与由转子磁链观测器输出的转子磁链 Ψ_r 比较后经调节器得到给定激磁电流 i_M^*，i_M^* 与反馈电流 i_M 比较后进入调节器（电流电压变换器）即得给定电压 u_M^*。这时 u_M^*、u_T^* 都是直流量，故要经过坐标逆变换（旋转坐标变换 2/3 变换），即 MT 坐标系到 αβ 坐标系，得到 u_α^*、u_β^*，输入变频器环节，便可形成逆变器驱动信号，从而控制开关器件的通断，实现转矩转速的控制。函数发生器有实现恒功率、恒转矩控制功能。当转子转速 $\omega_r \leqslant \omega^*$ 时，控制转子磁链为恒值，实现恒转矩；当 $\omega_r < \omega^*$ 时，控制转子磁链随转子转速增加而减少，实现恒功率控制（弱磁控制）。

3. SVPWM 环节——变频器[3,4]

图 3-5 所示系统中的变频器是电压型变频器，SVPWM 环节为 SVPWM 调制算法环节。在此环节中，输入的是 u_α^*、u_β^*，因此可按上一章图 2-23 调制算法进行调制计算。先计算出参考矢量（包括了转矩、磁链控制信息），再计算辐角 θ，调制系数 M，判断扇区 K，再找到合成所需电压矢量，采用对称调制模式，计算作用时间（$T=1/6f$）、开关序列，便可输出逆变器三相开关信号 S_a、S_b、S_c，使变频器驱动三相异步电动机工作。图 3-5 所示为系统控制效果典型仿真波形，可见动稳态下转速转矩、输出电流波形十分良好。

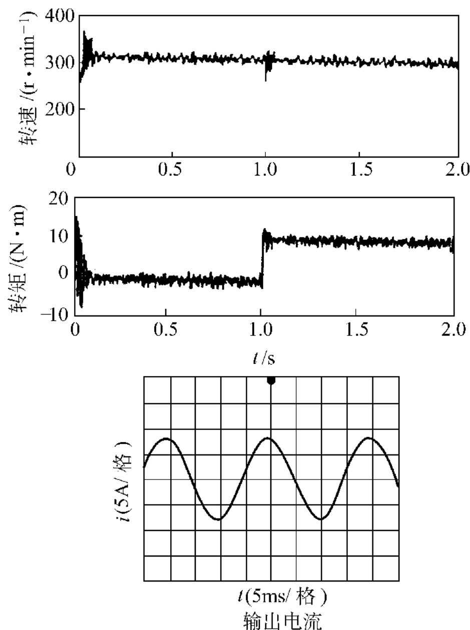


图 3-5　系统控制效果典型仿真波形

采用 SVPWM 技术的矢量控制系统发挥了各自的优点：矢量控制使动、稳态性能提高，SVPWM 使谐波大为削减，SVPWM 使转矩平稳，直流电压利用率高，二者珠联璧合，锦上添花。

上面所述的矢量控制系统，虽然取得良好的动、稳态品质，但低频段输出仍有一定的谐波分量，容易造成机械共振，使系统不能正常工作，仍须加入改进措施。第 1 章中提出了不少对策，但显得烦琐被动，或者还要增加硬件，因此有学者提出在电路系统中改进设计，达到避免共振的方法，例如采用混沌 SVPWM，可以有效地抑制可能出现的机械振动，控制系统如图 3-6 所示。

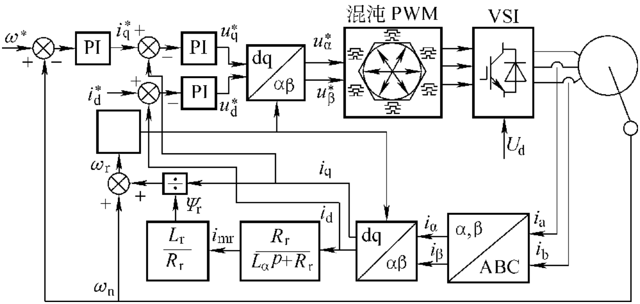


图 3-6　采用混沌 SVPWM 的矢量控制系统

3.1.3　矢量变换控制的特点

20 世纪 70 年代，德国西门子公司的 F. Blasche 等人提出的“感应电动机磁场定向的控制原理”和美国 P. C. Custman 与 A. A. Clark 申请的专利“感应电动机定子电压的坐标变换控制”奠定了矢量控制的基础。以后经过不断改进，形成了当今普遍采用的变频调速系统，现在的厂商生产的变频器产品大部分都应用了这种系统。矢量控制有下述特点：

1）经过矢量变换，可以具有直流电动机的控制性能，调速精度高，并具有恒功率控制、转矩按比例控制等优良的特性；

2）动态响应快，且可控制失速转矩；

3）起动转矩大。低速时，采用减小转矩脉动的措施可扩大调速范围；

4）采用 SVPWM 技术增加了输出谐波小、转矩脉动小、直流利用率高、易于数字化等优点；

5）矢量控制的不足之处是控制比较复杂，控制特性受电动机参数的影响较大，需要输入准确的数据，一般不易得到。

3.2　SVPWM 在直接转矩控制系统中的应用

3.2.1　直接转矩控制的基本原理

鉴于矢量控制的性能受电动机参数影响较大，加上矢量变换甚为复杂，转子

磁链的准确计算和观测比较困难，实际控制效果常常难于达到理论分析的结果。另一种有效的控制技术可以克服这个缺点，这就是直接转矩控制方式。这种控制方式所需数据是直接从定子侧测出的，计算定子磁链，直接控制转矩，可使调速性能稳定、动态响应快，弥补矢量控制的不足，因不需要转子数据，故称直接转矩控制（DTC）系统。

传统的直接转矩控制系统采用磁链滞环配合双位式调节器（施密特触发器）的控制方式，并在系统转速环内再设置磁链内环，分别控制电动机的转速和磁链，即可以抑制磁链的变化对转速的影响，系统框图如图 3-7 所示。

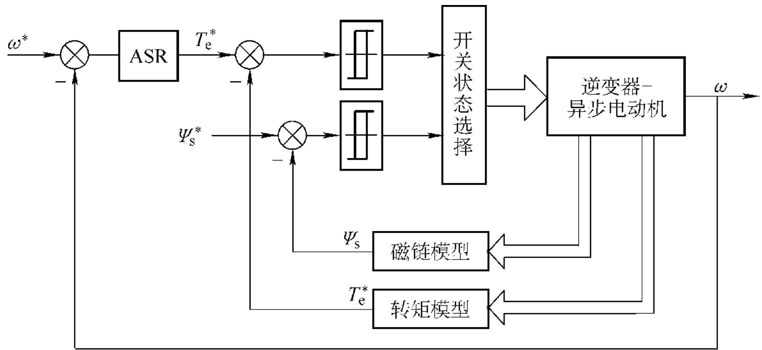


图 3-7　直接转矩控制原理框图

ω—角速度　ASR—转速调节器　T_e^*—转矩指令值、转矩计算值

$\boldsymbol{\Psi}_s$—定子磁链计算值

系统取消复杂的旋转坐标变换，仅在二相静止坐标系上构成转矩和定子磁链的反馈信号，因此大大地简化了系统；并用双位式施密特触发器进行 bang－bang 控制，代替线性调节器来控制转矩和定子磁链，根据两者的变化，选择电压空间矢量脉宽调制（SVPWM）开关状态，以控制电动机的转速，达到控制转矩的目的。开关状态选择是通过磁链滞环设定来确定的。

从图 3-7 可看到，直接转矩控制的关键问题是要有定子磁链和转矩的数学模型，可按下列次序求得，首先将三相交流电压、电流按三相变两相的变换得出 u_α，u_β，i_α，i_β，如：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}$$

于是可得数学模型表达式[注2]。

定子磁链 $\boldsymbol{\Psi}_s$：

$$\Psi_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R_1 i_{s\alpha})\mathrm{d}t = \int e_{s\alpha}\mathrm{d}t \tag{3-12}$$

式中　R_1——定子电阻。

$$\Psi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - R_1 i_{s\beta})\mathrm{d}t = \int e_{s\beta}\mathrm{d}t \tag{3-13}$$

$$\boldsymbol{\Psi}_s = \sqrt{(\Psi_{\alpha s^2} + \Psi_{\beta s^2})} \tag{3-14}$$

转矩

$$T_e = \boldsymbol{\Psi}_s \cdot i_s$$

$$T_e = Pn(i_{s\beta}\Psi_{s\alpha} - i_{s\alpha}\Psi_{s\beta}) \tag{3-15}$$

3.2.2　直接转矩控制系统的构成与控制原理

传统的直接转矩控制系统如图 3-8 所示。先看 $\boldsymbol{\Psi}_s$ 与控制信号的形成，从逆变器 UT 输出测得三相电压 u_{ABC} 和三相电流 i_{ABC}，经 3/2 矢量变换，得出 $u_{\alpha\beta}$、$i_{\alpha\beta}$；再按式（3-12）、式（3-13）计算得 $e_{\alpha\beta}$，经积分器 AMM 得 $\Psi_{\alpha\beta}$；再用 2/3 变换器 UCT 变换成 Ψ_{ABC}，进入施密特触发器 DMC 与给定值 Ψ_{sg} 比较，进行 bang－bang 控制，得出磁链开关信号 $\overline{S\Psi_{abc}}$，使磁链保持在允许容差之内。

图 3-8　直接转矩控制系统

再来看转矩控制，上面得到的 $i_{\alpha\beta}$ 和 $\Psi_{\alpha\beta}$ 送入转矩计算器 AMC 得出计算值 T_{eif}，与给定值 T_{eig} 比较，经另一个施密特触发器 ATR 得出 bang－bang 控制信号 TQ，在 $S_{\Psi_{abc}}$、TQ 和零状态开关 AZS 共同作用下，最后得到逆变器三相控制的开关状态信号 $S_{u_{abc}}$，形成所需要的磁链轨迹。

由于转矩也采用 bang－bang 控制，便能较精确地控制转矩转速。以电动机正转为例，若实际转矩低于 T_{eig} 值（下限），按系统磁链控制所得到的相应的电

压空间矢量使定子磁链向前旋转，转矩上升；若实际转矩达到高于的允许值 T_{eg}（上限），则不论磁链状态如何，系统立即切换到零电压矢量，使定子磁链静止不动，转矩下降。上述情况不断重复，使转速保持恒定，而将转矩脉动控制在允许的范围内。

磁链滞环和施密特触发器如图 3-9 所示。

磁链闭环控制方法的基本思路是，在磁滞环内给定一个磁链环形误差带，通过转矩和磁链的双值调节来选取合适的电压矢量 $\boldsymbol{u}_K$，强迫定子磁链矢量的顶点不超出圆形误差带，即图 3-9a 的双圆周之间。

各电压矢量的作用区间如图 3-9a 所示，以 a 轴为扇区Ⅰ的中心，沿逆时针方向把整个圆分为 6 个扇区。每个扇区的磁链顶点运行轨迹由该区段对应的两个电压矢量形成。为了控制磁链的旋转方向，规定逆时针运行的磁链，如扇区Ⅰ由 $\boldsymbol{u}_2$、$\boldsymbol{u}_3$ 形成，扇区Ⅱ由 $\boldsymbol{u}_3$、$\boldsymbol{u}_4$ 形成。对于顺时针磁链，每个边的形成取此位置上在空间相反的电压矢量，如扇区Ⅰ由 $\boldsymbol{u}_5$、$\boldsymbol{u}_6$ 形成，扇区Ⅱ由 $\boldsymbol{u}_6$、$\boldsymbol{u}_1$ 形成。按此合理地选择误差带和电压矢量，即可控制圆形磁链的大小和方向。

施密特触发器结构如图 3-9b 所示，由三个双向调节器组成，分别接收三相 $\boldsymbol{\Psi}$ 信号，当反馈信号输入时，分别与三相信号比较，当到达允许值时，分别输出三相动作信号 S_a、S_b、S_c。

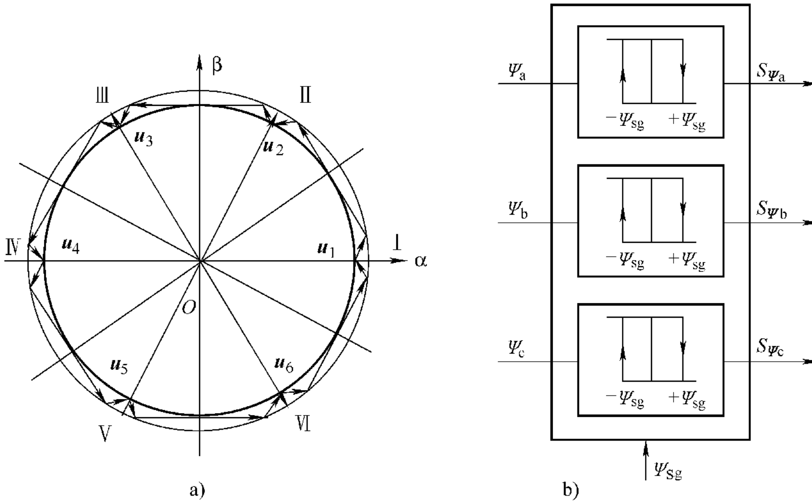


图 3-9　磁链滞环和施密特触发器

国外许多公司生产的变频器如 ABB 公司的 ACS1000 系列变频器采用上述传统的直接转矩控制方式，效果良好。

3.2.3 电压矢量与 $\boldsymbol{\Psi}$、T_e 的关系[9,10]

为了选取合适的电压矢量，必须了解电压矢量与 Ψ、T_e 的关系；在此基础上方能确定哪个电压矢量符合系统的控制要求。讨论这个问题常联系到两个公式：

1. 转矩公式

$$T_e = K\boldsymbol{\Psi}_s \otimes \boldsymbol{\Psi}_r = K\boldsymbol{\Psi}_s \boldsymbol{\Psi}_r \sin\theta_{sr} \tag{3-16}$$

$$K = \frac{K_T}{L_m}$$

式中 K_T——电动机结构时间常数；

L_m——互感系数；

θ_{sr}——定转子磁链间的夹角，如图 3-10 所示；

$\otimes$——叉乘。

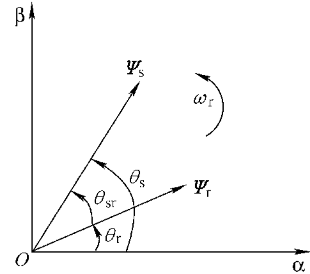


图 3-10　转子和定子磁链图

电动机正常运行过程中，θ_{sr}的值变化范围不大，其平均值也较小，故式（3-16）还可以简化为

$$T_e = K\boldsymbol{\Psi}_s \boldsymbol{\Psi}_r \theta_{sr} \tag{3-17}$$

直接转矩控制只对电动机磁链进行控制，由于其控制的时间很快，每一个采样周期要进行一次运算和控制，所以其等效的时间常数很小，在此周期可以认为，转子磁链的大小和方向均未发生变化。同时也可认为定子磁链幅值大小不变，则式（3-17）中电动机的转矩只与 θ_{sr}有关，故控制 θ_{sr}的大小，即可控制输出转矩。

式（3-16）只说明电动机转矩与磁链的关系，分析应如何控制转矩，还未涉及电压矢量的关系。

2. 动态方程式

$$L_\sigma \frac{dT_e}{dt} = n_p\ (\boldsymbol{\Psi}_r \otimes \boldsymbol{u}_s)\ - n_p \omega_r \boldsymbol{\Psi}_s \boldsymbol{\Psi}_r - R_m T_e \tag{3-18}$$

式中

$$R_m = R_s L_r / L_m + R_r L_s / L_m$$

$$L_\sigma = (L_s L_r - L_m)^2 / L_m$$

L_s、L_r 分别为定子和转子的电感

式（3-18）联系到电压矢量 $\boldsymbol{u}_s$ 和 $\boldsymbol{\Psi}_s$、$\boldsymbol{\Psi}_r$ 及 T_e 的关系，说明当施加超前于定子磁链 $\boldsymbol{\Psi}_s$ 的电压矢量 $\boldsymbol{u}_s$，使 $dT_e/dt > 0$ 时，转矩会增加。当施加落后于定子磁链的电压矢量或零矢量，使 $dT_e/dt < 0$ 时，转矩会减少。

式（3-18）只是定性地表述，仍然未能符合直接转矩控制的实用要求，我们要求的是：根据定子磁链与电磁转矩偏差的符号以及当前定子磁链矢量所在的

位置，选取合适的空间矢量，实现对定子磁链与电磁转矩的控制。

根据上述要求，下面介绍一个简单的方法，用到一个基本公式：

$$\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}=\boldsymbol{u}_{\mathrm{s}}t \tag{3-19}$$

这个方式是当定子磁链定向直接转矩控制时，将空间电压矢量沿定子磁链相同的方向和垂直方向分解，得到（u_{sd}、u_{sq}）分量。以图 3-11 所示的扇区 Ⅰ 为例，两个分量见表 3-1。忽略定子电阻压降，当 u_{sd} 为正时定子磁链幅值加大；当 $u_{sd}=0$ 时，定子磁链维持不变；当 u_{sd} 为负时，定子磁链幅值减小。同理，当 u_{sq} 为正时，定子磁链矢量正向旋转，电磁转矩加大，当 $u_{sq}=0$ 时，定子磁链矢量停在原处，$\omega=0$，电磁转矩减小；当 u_{sq} 为负时，定子磁链矢量反向旋转，产生制动转矩。这个规律可以推广到其他扇区。

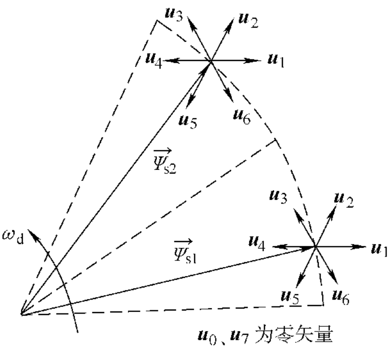


图 3-11　电压矢量与 Ψ、T 的关系

表 3-1　（u_{sd}、u_{sq}）**分量正负极性**

	$\boldsymbol{u}_0$	$\boldsymbol{u}_1$	$\boldsymbol{u}_2$	$\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_4$	$\boldsymbol{u}_5$	$\boldsymbol{u}_6$	$\boldsymbol{u}_7$
0	(0, 0)	(+, 0)	(+, +)	(−, +)	(−, 0)	(−, −)	(+, −)	(0, 0)
$0\sim\frac{\pi}{6}$	(0, 0)	(+, −)	(+, +)	(−, +)	(−, +)	(−, −)	(+, −)	(0, 0)
$\frac{\pi}{6}$	(0, 0)	(+, −)	(+, +)	(0, +)	(−, +)	(−, −)	(0, −)	(0, 0)
$\frac{\pi}{6}\sim\frac{\pi}{3}$	(0, 0)	(+, −)	(+, +)	(+, +)	(−, +)	(−, −)	(−, −)	(0, 0)
$\frac{\pi}{3}$	(0, 0)	(+, −)	(+, +)	(+, +)	(−, +)	(−, −)	(−, −)	(0, 0)

另一篇文献对磁链和转矩的变化趋势也有论述，对扇区 Ⅰ，施加电压矢量与链、转矩变化趋势情况见表 3-2，此结论与上述基本一致。

以上分析了一个扇区内定子磁链与电磁转矩的变化规律，可以推广到其他几个扇区。因此，我们可以根据定子磁链与电磁转矩和给定值的偏差，以及当前定子磁链矢量所在的位置，选取合适的空间矢量，实现对定子磁链与电磁转矩的控制。

表 3-2　$\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}$、$\boldsymbol{T}_{\mathrm{e}}$ **变化趋势**

电压矢量	$\boldsymbol{u}_1$	$\boldsymbol{u}_2$	$\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_4$	$\boldsymbol{u}_5$	$\boldsymbol{u}_6$	$\boldsymbol{u}_7$ 或 $\boldsymbol{u}_0$
$\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{S}}$	↑	↑	↓	↓	↓	↑	0
$\boldsymbol{T}_{\mathrm{e}}$	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↓

3.2.4 采用电压矢量选择表的直接转矩控制系统

根据上述内容，由于磁链与转矩的调节是按该时刻转矩的大小、定子磁链的大小及定子磁链的空间位置来选取电压矢量和其作用时间，通过优化我们便可以根据每一时刻、不同情况将选择的电压矢量做成表格，将其存在计算机的 ROM 之中，供控制过程中选用，因此近来出现了采用电压矢量选择表的直接转矩控制系统，使用简便有效，图 3-12 所示为该电压矢量表与双位置控制系统图的核心部分，全系统可参考图 3-8。

先设 T_e、$\boldsymbol{\Psi}_s$ 给定值与检测值之差为 ΔT_e、$\Delta \Psi_s$，并表示为 τ、Ψ，则有

$$\tau=\begin{cases}1 & \Delta T_e>0\\ -1 & \Delta T_e<0\\ 0 & \Delta T_e=0\end{cases}\qquad \Psi=\begin{cases}1 & \Delta \Psi_s>0\\ 0 & \Delta \Psi_s<0\end{cases}$$

$\Psi\cdot\tau\cdot S(K)$		$S(1)$	$S(2)$	$S(3)$	$S(4)$	$S(5)$	$S(6)$
$\Psi=1$	$\tau=1$	$\boldsymbol{u}_2$	$\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_4$	$\boldsymbol{u}_5$	$\boldsymbol{u}_6$	$\boldsymbol{u}_1$
	$\tau=1$	$\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0$	$\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0$	$\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0$
	$\tau=-1$	$\boldsymbol{u}_6$	$\boldsymbol{u}_1$	$\boldsymbol{u}_2$	$\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_4$	$\boldsymbol{u}_5$
$\Psi=0$	$\tau=1$	$\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_4$	$\boldsymbol{u}_5$	$\boldsymbol{u}_6$	$\boldsymbol{u}_1$	$\boldsymbol{u}_2$
	$\tau=0$	$\boldsymbol{u}_0$	$\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0$	$\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0$	$\boldsymbol{u}_7$
	$\tau=-1$	$\boldsymbol{u}_5$	$\boldsymbol{u}_6$	$\boldsymbol{u}_1$	$\boldsymbol{u}_2$	$\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_4$

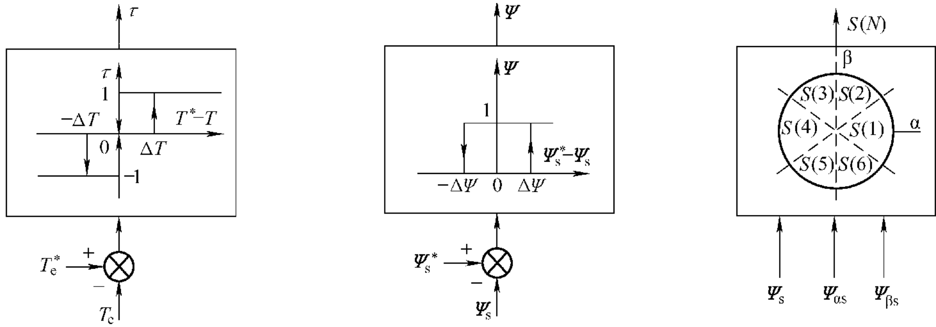


图 3-12　电压选取表与双位置控制系统

根据定子磁链 $\boldsymbol{\Psi}_s$ 及在 αβ 轴上的分量 $\Psi_{\alpha s}$ 和 $\Psi_{\beta s}$，可知此时定子磁链在空间上位于哪一个扇区 S（K），然后按 τ、Ψ 之值从表中找到所要的电压矢量。

3.2.5 直接转矩控制的数字化[4]

目前直接转矩控制全采用数字化，首选美国 TI 公司 TMS320LF2407A 芯片，以它为核心构成的全数字直接转矩控制系统具有结构简单、容易实现，可靠性高等优点，本节即简要地讲述这种系统。

1. 转矩、磁链调节器

由于传统直接转矩控制是用双位模拟调节器完成的，采样时间有延迟，若用于数字控制，则磁链和转矩的控制会存在较大的误差，为了减少该误差，可令磁

滞环的宽度为零，即变为纯粹的比较器，调节器的输出是由输入信号的符号来决定的，其结构如图 3-13 所示。

在图 3-12 中，T_e^*、$\boldsymbol{\Psi}_s^*$ 为磁链调节器和转矩调节器的给定值，T_e、$\boldsymbol{\Psi}_s$ 为调节器的反馈值，是从电动机模型计算出来的。

定义输入信号误差

$$\varepsilon_T = T_e^* - T_e$$

$$\varepsilon_\Psi = \boldsymbol{\Psi}_s^* - \boldsymbol{\Psi}_s$$

调节器输出标志 F_T、$F_\Psi = 1$ 表示 $\varepsilon_T > 0$ $\varepsilon_\Psi > 0$

0 表示 $\varepsilon_T < 0$ $\varepsilon_\Psi < 0$

2. 电压矢量的选择

为了讲述电压矢量具体选择方法，可将电压矢量平面分布划分为 6 个扇区，每个扇区包含一个非零矢量 $\boldsymbol{u}_1 \sim \boldsymbol{u}_6$，$\boldsymbol{u}_0$，$\boldsymbol{u}_7$ 为零矢量，如图 3-14 所示。

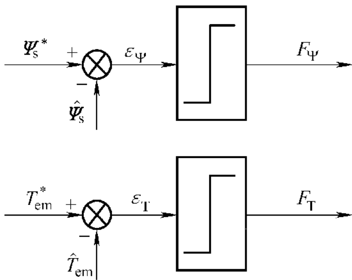


图 3-13 转矩、磁链调节器

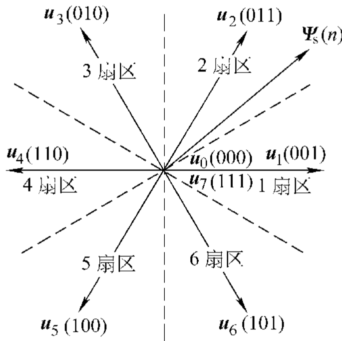


图 3-14 电压矢量平面分布

本方案利用下式计算

$$T_e = P_n(i_{s\beta}\Psi_{s\alpha} - i_{s\alpha}\Psi_{s\beta})$$

可见计算十分简单，只需知道定子电阻、电压和电流的测量值就够了。然后根据调节器的输出来选择下一周期要施加的电压矢量。具体的选择方法见表 3-3 及表 3-4。表中 $\boldsymbol{u}_0$，$\boldsymbol{u}_7$ 的选择应按开关次数最少的原则。在实际控制中也可以用表 3-5 所示的选择方法。

表 3-3 逆时针

磁通所在扇区位置		Ⅰ	Ⅱ	Ⅲ	Ⅳ	Ⅴ	Ⅵ
F_Ψ	F_T						
1	1	$\boldsymbol{u}_2$	$\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_4$	$\boldsymbol{u}_5$	$\boldsymbol{u}_6$	$\boldsymbol{u}_1$
	0	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$
0	1	$\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_4$	$\boldsymbol{u}_5$	$\boldsymbol{u}_6$	$\boldsymbol{u}_1$	$\boldsymbol{u}_2$
	0	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$

表 3-4　顺时针

磁通所在扇区位置		Ⅰ	Ⅱ	Ⅲ	Ⅳ	Ⅴ	Ⅵ
F_{Ψ}	F_{T}						
1	0	$\boldsymbol{u}_6$	$\boldsymbol{u}_1$	$\boldsymbol{u}_2$	$\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_4$	$\boldsymbol{u}_5$
	1	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$
0	0	$\boldsymbol{u}_5$	$\boldsymbol{u}_6$	$\boldsymbol{u}_1$	$\boldsymbol{u}_2$	$\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_4$
	1	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$

表 3-5　开关选择表（一般形式）

磁通所在扇区位置		k（$k=1,2,\cdots,6$）	
F_{Ψ}	F_{T}	电动机正转（逆时针）	电动机反转（顺时针）
1	0	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_{k-1}$
	1	$\boldsymbol{u}_{k+1}$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$
0	0	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_{k-2}$
	1	$\boldsymbol{u}_{k+2}$	$\boldsymbol{u}_0/\boldsymbol{u}_7$

3.2.6　直接转矩控制的特点与存在的问题

1985 年，德国学者 M. Depenrock 首次提出了直接转矩控制理论，随后日本学者 I. Takahshi 也提出了类似直接转矩控制方案，以后逐步完善成为今天普遍采用的方案，此方案具有下述特点：

1. 直接转矩控制的优点

1）直接转矩控制在定子坐标系下分析交流电动机数学模型，直接控制磁链和转矩，计算简单；

2）直接转矩控制以定子磁场定向，只需定子参数，而不需随转速变化的不易测定的转子参数，减少了参数变化对系统性能的影响；

3）直接转矩控制用电压矢量直接控制转矩，控制信号的物理概念明确；把误差限制在容许的范围内，控制直观又简化。

4）采用 SVPMM 技术，控制和计算简便，直流利用率高，效果优于 SPWM。

2. 直接转矩控制存在的问题与原因

上述传统的直接转矩控制系统由于电压矢量切换，存在有转矩脉动的缺点，现分析于下：控制电动机的输入电压可以控制电动机的转矩输出，在电压矢量 $\boldsymbol{u}_s$ 的作用下，转矩 T_e 变化的微分方程可以用下式表示

$$L_{\sigma}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}T_e = n_p(\boldsymbol{\Psi}_r \otimes \boldsymbol{u}_s) - n_p\omega_r\boldsymbol{\Psi}_s\boldsymbol{\Psi}_r - R_m T_e \tag{3-20}$$

式中　$\boldsymbol{\Psi}_s\boldsymbol{\Psi}_r$——定、转子磁链；

ω_r——转子角速度；

n_p——极对数；

L_s，L_r，L_m——定、转子电感和互感；

R_s，R_r——定、转子电阻；

$R_m = R_s L_r / L_m + R_r L_s / L_m$；

$L_\sigma = (L_s L_r - L_m)^2 / L_m$；

$\otimes$——叉乘。

式（3-20）可以分解为非零电压矢量作用和零电压矢量作用，由非零电压矢量作用而产生的转矩变化如下

$$\Delta T'_e = [n_p(\boldsymbol{\Psi}_r \otimes \boldsymbol{u}_s) - n_p \omega_r \boldsymbol{\Psi}_s \boldsymbol{\Psi}_r - R_m T_e] t_s / L_\sigma \tag{3-21}$$

式中　t_s——控制周期。

由零电压矢量作用而产生的转矩变化如下

$$\Delta T''_e = (-n_p \omega_r \boldsymbol{\Psi}_s \boldsymbol{\Psi}_r - R_m T_e) t_s / L_\sigma \tag{3-22}$$

从式（3-21）中看出，非零电压矢量可以使转矩增大或减小，其改变量不但与速度有关，而且还与电压矢量有关。从式（3-22）中可以看出在转矩大于零的情况下 $\Delta T''_e < 0$，说明零电压矢量只能使转矩减小，并且对于转矩变化的作用与速度有线性的关系：高速时，ω_r 较大，导致转矩的下降值大；低速时，ω_r 较小，导致转矩的下降值小。在进行转矩调节的时候，需要连续有很多个采样周期的零电压矢量作用才能使反馈转矩下降到给定转矩，但是一个非零电压矢量作用就会使转矩上升很多。电压矢量切换主要发生在零电压矢量与非零电压矢量之间的切换，每一次切换都将导致转差率发生突变，如图 3-15 所示的波形中的箭头处。切换时转矩突变的倍数可以由下式表示

$$\begin{aligned} m &= |(\Delta T'_e - \Delta T''_e)| / |\Delta T''_e| \\ &= |n_p(\boldsymbol{\Psi}_r \otimes \boldsymbol{u}_s)| / |n_p \omega_r \boldsymbol{\Psi}_s \boldsymbol{\Psi}_r + R_m T_e| \end{aligned} \tag{3-23}$$

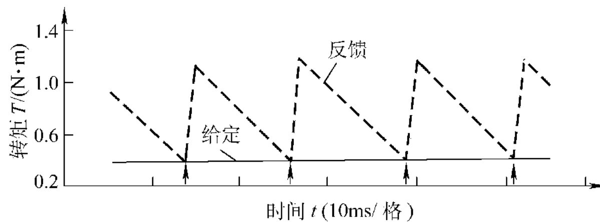


图 3-15　传统直接转矩控制低速转矩调节情况

当 $n_p = 2$，$\omega_r = 0.785\text{rad/s}$，$|\boldsymbol{u}_s| = 540 \times \sqrt{2/3}\text{V}$，$T_e = 1\text{N} \cdot \text{m}$，电压矢量与磁链之间的夹角为 60°时，$m \approx 110$，显然，突变倍数是很大的。由于在连续的零电压矢量作用时，转矩没有突变，而切换时有突变，这样就形成了周期性的转矩脉

动，并且转速越低造成零电压矢量越多，周期的时间就越长，于是转矩脉动的效果就越明显，对转速性能的影响也越大。

3.3　直接转矩控制的改进方案

为克服上述缺点，经过探索改进，出现了不少改进的新的控制策略，收到了较好的效果，其中较常用的是随机控制、模糊控制和预测转矩等方案，随机控制已于上一章讲述，现将后两种方案分别介绍于下：

3.3.1　模糊控制的直接转矩控制[12]

如上所述，DTC 有周期性的转矩脉动，即使是全数字化直接转矩控制系统，由于滞环调节采用的触发器的容差制约了系统性能．也会产生转矩脉动。模糊控制的直接转矩控制系统可以克服这个缺点，因为系统中的模糊控制器能根据输入，及时调整控制规则，将专家知识转换成自动控制策略，可以显著提高系统的动态性能，可以克服转矩脉动。

模糊控制的直接转矩控制系统采用一般直接转矩控制原理，进行 Bang – Bang 控制。将输出结果和磁链位置送入模糊控制器，查找最优开关表，以产生 SVPWM 信号，便能对逆变器进行最优控制。

典型的模糊控制的直接转矩控制系统框图如图 3-16 所示。模糊控制开关状态选择器由模糊化、模糊推理和解模糊三个环节组成。将转矩误差 E_T、磁链误差 E_Ψ 和定子磁链角 θ 的输入，经过模糊推理得到模糊控制开关状态选择器的输出，再经过矢量选择表得到所应施加的矢量。常用的模糊控制器采用分段解析模糊控方式，使得控制规则具有在线自调整功能，提高了系统的动态。

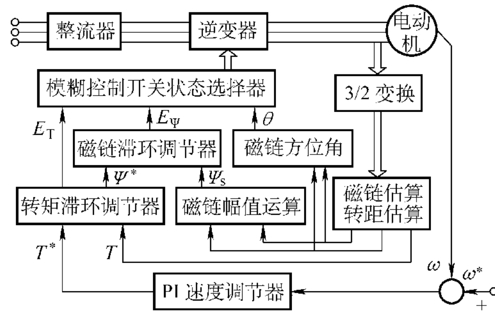


图 3-16　模糊控制的直接转矩控制系统框图

3.3.2　预测转矩的直接转矩控制[11]

减小传统直接转矩控制所引起的转矩脉动，也可以采用预测转矩直接转矩控制这个方案，也就是说，若对转矩进行预测控制，通过一定的算法找到一个优化的电压矢量，使之在一个采样周期内最大地消除转矩脉动，使反馈转矩达到给定

转矩，还可以减小电压切换造成的转矩脉动。

电磁转矩在一个周期的变化量可以由定子参考电压得到，反过来，如果已知电磁转矩的变化量，就可以求出定子电压参考值，这就是转矩预测控制算法。再通过计算，求得该矢量的作用时间，就可以确定下一周期的作用电压矢量。由于此方法输出电压矢量的大小和方向是任意的，因而能更好地实现对磁链和转矩的跟踪控制，有效地降低转矩和磁链的脉动，保证了逆变器开关频率恒定。预测转矩直接转矩控制系统的结构大部分与传统的直接转矩控制系统相似，只是增加了预测环节，如图 3-17 所示。

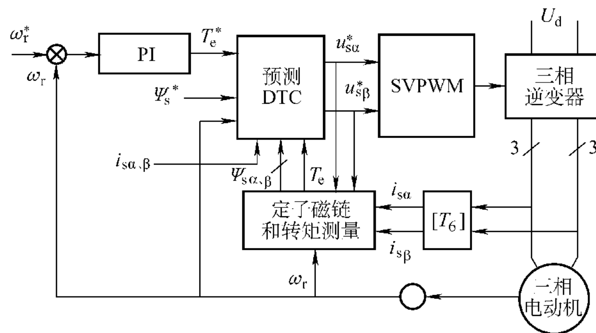


图 3-17　预测转矩直接转矩控制系统

3.4　采用谐振极软开关逆变器的直接转矩控制[15]

采用谐振极软开关逆变器的直接转矩控制是一种改进调节器节结的方案，使磁链轨迹逼近于圆形；本节还介绍了新的逆变器拓扑结构——软开关逆变器。

3.4.1　RPZVT 逆变器的构成及工作原理

1. 软开关逆变器

软开关逆变器是相对于传统的将直流电压强迫关断的硬开关逆变器而言的，其主要特点是，电压或电流过零时导通或关断，这样不致造成开关损耗。对于高压逆变器通断的是高电压、大电流，硬开关损耗必定很大，若采用软开关电路就可以减少损耗，提高逆变器效率。

直接转矩控制在低速情况下存在转矩脉动的不足，此时若能提高开关频率，则可改善转速的低频脉动状况。硬开关逆变器存在开关损耗，因此开关频率难以进一步提高。软开关技术则是提高开关频率，减少开关损耗的最好方法。

软开关逆变器又分电压通过直流环节谐振过零通断型（ZVS）和电流通过谐振极点过零通断型（ZCS），后者借助于逆变器桥臂上的辅助谐振回路产生自由谐振；而前者是直流环节谐振在某些选定时刻才允许出现主开关电压过零，实现通断。

2. RPZVT 逆变器构成及工作原理

现介绍一种用谐振极电压过零关断（RPZVT）软开关逆变器的直接转矩控制系统，图 3-18 所示为 RPZVT 电路和工作原理波形。在传统谐振极逆变器V_1 ~ V_4 的负载上并联一个三相辅助逆变桥 V_{r1} ~ V_{r4}、两个能量回馈二极管 VD_{s1}、VD_{s2}和一个谐振电感 L_r 构成辅助谐振网络，其主要优点是（注：主逆变器和辅逆变器只画出两相，L、R 为负载）：

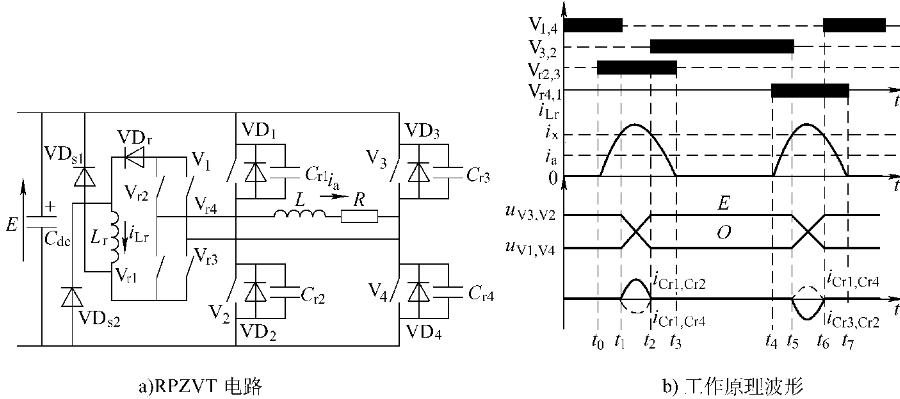


图 3-18　RPZVT 电路和工作原理波形

1）零电压过渡过程更具灵活动，且控制简单；

2）共用一个 L_r，减少了电感损耗，防止了使用 3 个 L_r 可能引起的三相定子绕组不平衡问题；

3）所有的功率器件都工作在 ZVS 或 ZCS 条件下；

4）L_r 中的残余能量能够回馈电网。

该电路的工作原理是，当主开关需要切换时，让辅助开关提前开通一段时间，使 L_r 与并联在主开关上的谐振电容 C_r 发生谐振，为相应主开关的开通创造零电压条件。

功率开关的零电压过渡过程可分为以下五个阶段：

1）初始状态（$t<t_0$），开关 V_1 和 V_4 导通，V_2 和 V_3 关断。现在期望关断 V_1 和 V_4，然后开通 V_2 和 V_3。在该时间段，L_r 中电流 $i_{Lr}=i_x$。

2）L_r 储能阶段（$t_0 \leqslant t<t_1$），在 $t=t_0$ 时，开通辅助开关 V_{r1}和 V_{r6}，i_{Lr}线性增加，该时间段，L_r 中电流变化范围为 $0<i_{Lr}<i_x$；在 $t=t_1$ 时 $i_{Lr}=i_x$。

3）谐振阶段（$t_1 \leqslant t<t_2$），在 $t=t_1$ 时，V_1 和 V_4 关断，由于吸收电容的存在，该关断过程损耗很小。此时，V_2 和 V_3 还未开通，L_r 和 C_r 开始谐振，在 $t=t_2$ 时，电容 C_{r1}和 C_{r4}充电至电源电压，而 C_{r2}和 C_{r3}放电至零电压，从而为 V_2 和 V_3 提供了一个零电压开通条件。

4）L_r 释放能量（$t_2 \leqslant t<t_3$），在 $t=t_2$ 时，C_{r2}和 C_{r3}放电完毕，二极管 VD_2，VD_3 两端的电压被钳位至零，可以在 ZVS 条件下开通，在反向电压的作用下，

i_{Lr}开始线性下降。

5）主开关完成切换（$t_3 \leqslant t < t_4$），在 $t = t_3$ 时，i_{Lx}减小到零，V_{r1} 和 V_{r4} 在 ZCS 条件下关断。

3.4.2　控制系统的构成

图 3-19 所示为 RPZVT 逆变器异步电动机直接转矩控制系统框图和逆变器空间矢量图。直接转矩控制部分由 PI、转矩、磁链调节器和逆变器等构成。直接转矩控制部分主要完成磁链滞环比较、转矩滞环比较、开关信号选择、磁链、转矩、区间观测及坐标变换等功能。同时该系统采用磁链闭环、转矩闭环、速度闭环控制，以获得较理想的控制效果。对于该系统的开关部分，最关键的是要配合好辅助开关的控制逻辑；其次，准确地对主开关信号进行采样也很重要。

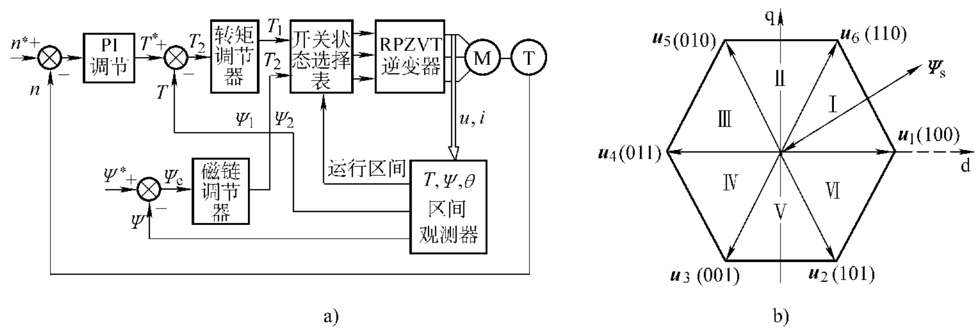


图 3-19　系统框图和逆变器空间矢量图

3.4.3　控制原理

如上所述，异步电动机直接转矩控制策略是通过选择适当的定子电压矢量；把转矩 T 和定子磁链误差限制在滞环内，从而得到一个无噪声驱动。显然，转矩 T、磁链 Ψ 的偏差区分越细，定子电压矢量的选择也就越精确，控制性能改善更好。本系统转矩调节器设计成两滞环特性单元的组合结构，转矩偏差状态用 2 个输出信号 T_1 和 T_2 来表示，见表 3-6。

表 3-6　转矩调节器输出信息表

T_1	T_2	状态
0	0	$T_e < -0.5\Delta T_2$
0	1	$-0.5\Delta T_2 < \Delta T_e < 0.5\Delta T_1$
1	0	$\Delta T_2 < T_e > 0.5\Delta T_1$
1	1	$T_e > 0.5\Delta T_2$
不变		其他

注：ΔT_1，ΔT_2——两滞环宽度

磁链调节器设计成继电特性单元和滞环特性单元的组织结构，磁链偏差状态用输出信号 Ψ_1 和 Ψ_2 来表示，见表3-7。

表3-7　磁链调节器输出信息表

Ψ_1	Ψ_2	状态
0	0	$\Psi_e < -0.5\Delta\Psi_s$
0	1	Ψ_e 由正变负
1	0	Ψ_e 由负变正
1	1	$\Psi_e > -0.5\Delta\Psi_s$
不变		其他

如上面所述，不同的电压矢量在不同的瞬间对磁链和转矩产生的影响的强弱程度是不同的，这与磁链当前所处的扇区有关。以图3-19b 所示扇区Ⅰ为例，当 $\boldsymbol{\Psi}_s$ 处于该区间时，6个非零电压矢量 $\boldsymbol{u}_i$（$i=1\sim6$）对于 $\boldsymbol{\Psi}_s$ 和 T 的调节作用，见表3-8。

表3-8　空间电压矢量调节作用表

矢量	调节作用
$\boldsymbol{u}_1$(100)	T 迅速下降，$\lvert\boldsymbol{\Psi}_s\rvert$ 增大
$\boldsymbol{u}_2$(101)	T 迅速下降，对 $\lvert\boldsymbol{\Psi}_s\rvert$ 影视不大
$\boldsymbol{u}_3$(001)	T 和 $\lvert\boldsymbol{\Psi}_s\rvert$ 同时增小
$\boldsymbol{u}_4$(011)	T 增大，$\lvert\boldsymbol{\Psi}_s\rvert$ 增小
$\boldsymbol{u}_5$(010)	T 迅速增大，对 $\lvert\boldsymbol{\Psi}_s\rvert$ 影响不大
$\boldsymbol{u}_6$(110)	T 和 $\lvert\boldsymbol{\Psi}_s\rvert$ 同时增大

根据图3-19b 和表3-6 表3-8，就可以选择出最合适的非零电压矢量。表3-9给出了扇区Ⅰ的磁链转矩控制表，其他区间可按相同方法获得。因此可获得正确的开关状态选择，实现对磁链和转矩的直接自控制。表3-9 中 T_e 为二维，其中，第一个量代表转矩大小，1 表示转矩大，0 表示转矩小；第二个量代表在滞环内还是在滞环外，1 表示在滞环内，0 表示在滞环外。$\boldsymbol{\Psi}_e$ 也为二维，其中，第一个量代表磁磁链大小，1 表示磁链大，0 表示磁链小；第二个量代表在滞环内还是在滞环外，1 表示在滞环内，0 表示在滞环外。

表3-9　扇区Ⅰ的磁链转矩控制表

T_e	Ψ_e	$\boldsymbol{u}_i$	T_e	Ψ_e	$\boldsymbol{u}_i$
(0, 0)	(0, 0)	$\boldsymbol{u}_6$	(1, 0)	(0, 0)	$\boldsymbol{u}_1$
(0, 0)	(0, 1)	$\boldsymbol{u}_5$	(1, 0)	(0, 1)	$\boldsymbol{u}_2$

（续）

T_e	Ψ_e	$\boldsymbol{u}_i$	T_e	Ψ_e	$\boldsymbol{u}_i$
(0, 0)	(1, 0)	$\boldsymbol{u}_4$	(1, 0)	(1, 0)	$\boldsymbol{u}_3$
(0, 0)	(1, 1)	$\boldsymbol{u}_5$	(1, 0)	(1, 1)	$\boldsymbol{u}_2$
(0, 1)	(0, 0)	$\boldsymbol{u}_6$	(1, 1)	(0, 0)	$\boldsymbol{u}_1$
(0, 1)	(0, 1)	$\boldsymbol{u}_6$	(1, 1)	(0, 1)	$\boldsymbol{u}_1$
(0, 1)	(1, 0)	$\boldsymbol{u}_4$	(1, 1)	(1, 0)	$\boldsymbol{u}_3$
(0, 1)	(1, 1)	$\boldsymbol{u}_4$	(1, 1)	(1, 1)	$\boldsymbol{u}_3$

系统运行步骤与一般直接转矩控制系统相同，只是要根据表 3-9 选择电压矢量，即可得到期望的控制效果。

3.4.4　仿真及实验结果

为了验证整个方案的可行性，利用 MATLAB 仿真软件中的 SIMULINK 模块，建立了 RPZVT 直接转矩控制系统的仿真模型。图 3-20 所示为仿真结果。

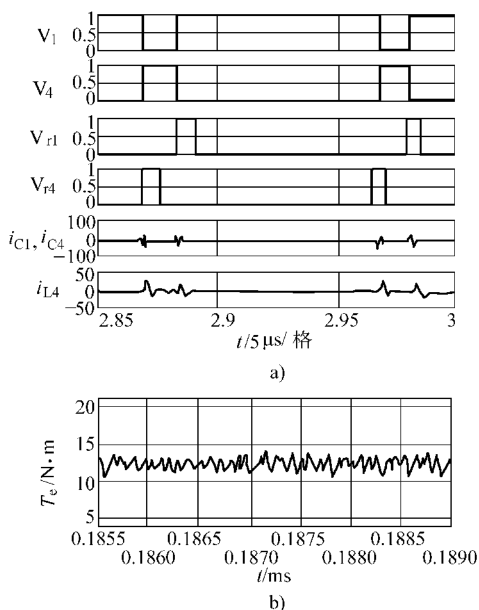


图 3-20　仿真结果

a）谐振环节辅助开关控制信号、t_C、t_{Lr}的波形

b）转矩波形（转速 $n=150\text{r/min}$，负载转矩 $T_L=13\text{N}\cdot\text{m}$）

针对该设计方案，以 TMS320F240 芯片为核心实现异步电动机控制，利用实验室一套 1.1kW 的异步电动机－直流电动机机组进行试验。图 3-21 所示为定

子磁链圆，可见十分接近于圆。图3-22a所示为电动机稳态运行时，a 与 b 相间电压及其 a 相电流波形；图 3-22b 所示为主功率器件的驱动信号 u_{GE}，以及辅助谐振网络电感电流 i_{Lr}，可见波形都很好。因此将 RPZVT 技术应用于直接转矩控制系统中，提高了功率器件的开关频率，提高了直接转矩控制性能，降低了开关损耗，提高了效率，开关器件过零切换只有通态损耗，散热器体积可以大大减小。

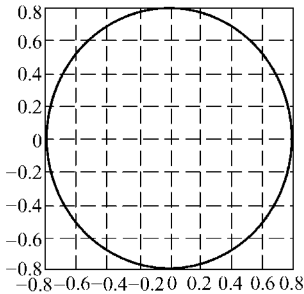


图 3-21　定子磁链轨迹（0.2Wb/格）

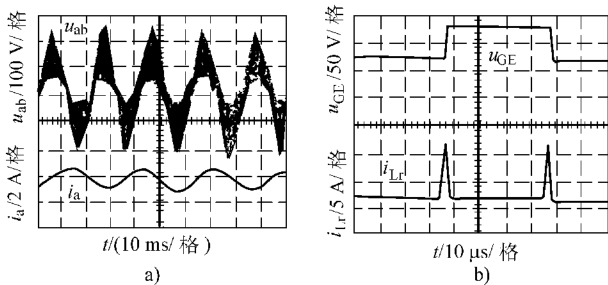


图 3-22　实验波形

a）相电压 u_{ab}和相电流 i_U　b）驱动信号 u_{GE}和谐振电感电流 i_{Lr}波形

3.5　PWM 整流器的控制

3.5.1　PWM 整流器

整流器在变流技术中应用广泛。早期的二极管不控整流和晶闸管半控整流的整流器，都属于相控整流器，无论是单独运行（如感应加热炉等）或是与逆变器构成变频器，工作时都会产生输入谐波，造成电网污染；而且功率因数很低，影响供电质量。为解决此种缺点，可采用 PWM 整流器。当变频器的整流器和逆变器都采用 PWM 控制时称为双 PWM 变频器，是污染最小的电气设备，且有反馈电能的作用。以往 PWM 整流器采用 SPWM 技术，效果不易达到理想的要求，后改用 SVPWM 技术，较好地解决了这类问题。

PWM 控制整流器由 6 个全控型开关器件和 6 个反馈二极管构成，和半控器件晶闸管整流器不同，如图 3-23 所示，称为 PWM 整流器或开关整流器。按输入回路和负载的不同，可分为电压型 PWM 整流器（VSR）和电流型 PWM 整流器（CSR）：电压型 PWM 整流器常以电感输入的 Boost 型为输入结构，负载为电容，称为 Boost 整流器；电流型 PWM 整流器负载为电感，输入为电容，采用

Buck 工作方式，称 Buck 整流器。电压型 PWM 整流器可以四象限工作（双向工作），电流型 PWM 整流器不可以四象限工作，故常用的为电压型，本节只讨论电压型，如图 3-23 所示。

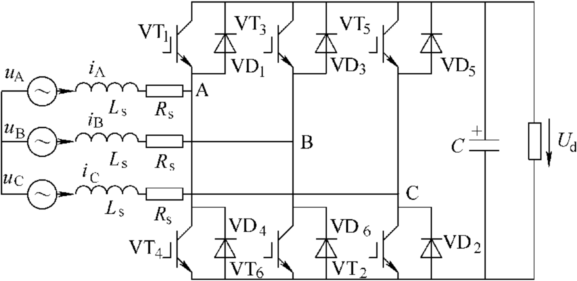


图 3-23　PWM 整流器

1. 工作模式

PWM 整流器运行时，一般多采用 Boost 工作方式，有时反馈二极管工作，有时二极管与开关管同时工作，有多种工作模式。Boost 工作方式是，对某一相电路来说，当输入电压为正半周时，注脚为双号的开关管导通，电感 L 储能；关断时，电源一方面通过本相注脚为单数的二极管和另一相注脚为双号的二极管整流，向直流负载供电，另一方面本相的储能电感也通过相同的电路向负载释能。例如 u_a 为正半周时，VT_4 导通，电感 L 通过 VT_4 和 VD_2 储能；VT_4 关断，电源 u_a 一方面通过二极管 VD_1 与 VD_2 向直流电源供电，另一方面存储在 L 中的能量也通过 VD_1 与 VD_2 向直流电源释能。当 u_a 为负半周时，VT_1 导通，L 通过 VT_1 和 VD_5 储能，VT_1 关断，u_a 一方面通过 VD_1 与 VD_2 向直流负载供电，另一方面本相电感也通过相同的电路向负载释能。当 6 个主开关管轮流导通时，就可得到整流器对电源输出电压 $\boldsymbol{u}_s$（桥臂中点和各桥臂中点间 AB、BC、CA 电压）。此种整流方式，属于脉冲整流，具有消减谐波的功能。

2. 整流电路的矢量关系

当整流器接上电源和负载时，整流电路矢量关系如图 3-24 所示。$\boldsymbol{u}$ 为电源电压，$\boldsymbol{u}_s$ 为整流器工作时三相电压合成矢量；略去电阻压降，电压方程为

$$\boldsymbol{u} = \boldsymbol{u}_s + \boldsymbol{u}_L \tag{3-24}$$

$$u_L = i\omega_L$$

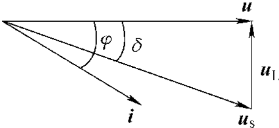


图 3-24　整流电路矢量图

式中　i——电路电流；

u_L——电感电压。

电网供给的功率

$$P = ui\cos\varphi$$

以有效值表示时，交流侧输入有功功率 P

$$P = UI\cos\varphi \tag{3-25}$$

无功功率
$$S = UI\sin\varphi \tag{3-26}$$

功率因数
$$\lambda = \cos\varphi$$

式中　φ——U 和 I 之间的夹角

通过对 $\boldsymbol{u}_s$ 幅值和相位 δ 的控制，可以使 i 比 u 超前或滞后一角度 φ，便可调节功率和功率因数，δ 为 u 和 u_s 的夹角。

整流器控制的基本任务有三：

1）保证输出直流电压稳定；

2）保证功率因数为 1；

3）抑制输入谐波，避免污染电网。

此外，如用于变频器，则加上能作逆变运行，回馈能量。

3.5.2　SVPWM 功率滞环控制系统[13]

1. 系统的构成与工作原理

根据上述，通过适当地控制，可以解决功率低下的问题，能使功率因数为 1；还可以使变频器的输入电流波形为正弦波，抑制谐波分量和保持直流电压恒定。具体的方法不少，这里采用有功和无功直接控制的方法，将 ABC 三相坐标系转换为 dq 坐标系，根据 dq 坐标系下的数学模型，结合滞环控制和矢量控制优点，构成功率滞环 SVPWM 整流器控制系统如图 3-25 所示 。该系统的特点是以保持功率因数等于 1 为目标，采用双闭环，外环采用电压 PI 调节器（AVR）控制的电压环，保证输出电压稳态无误差；内环采用滞环控制的电流环，使电流响应更加快速，使整流器具有良好的动态特性和鲁棒性；而 SVPWM 控制提高了直流利用率。

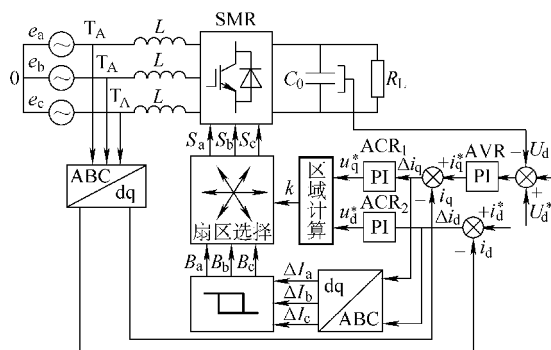


图 3-25　功率因数为 1 的 SVPWM 功率滞环控制系统

AVR 输出为内环电流控制提供电流有功分量 i_q 的参考值 $i_q{}^*$，为获得功率因数为 1，则电流的无功分量 i_d 的参考值 $i_d{}^* = 0$。交流侧的电流信号通过 ABC/

dq 变换获得实测值 i_d、i_q 分别与 $i_d{}^*$、$i_q{}^*$ 比较，其误差值 $\Delta i_d \Delta i_q$ 通过积分环节分别得到交流侧指令电压矢量 $\boldsymbol{u}^*$ 在 d、q 轴上的投影值 u_d^*，u_q^*；进而可判断 $\boldsymbol{u}^*$ 所在区域及其相应的状态信号值 B_a. B_b. B_c。

2. 控制算法

下面讲述系统算法。设 αβ 坐标系为两相静止坐标系，当 $t = 0$ 时，d 轴与 α 轴重合，dq 坐标系以角速度 ω 逆时针旋转。图 3-26 所示为 $\boldsymbol{u}^*$ 的 dq 坐标分解，由此可得 $\boldsymbol{u}^*$ 与 α 轴夹角 θ 为

$$\theta = \int \omega \mathrm{d}t - \arctan \frac{u_d^*}{u_q^*} \tag{3-27}$$

$\boldsymbol{u}^*$ 所在的第 K 扇区与 θ 的关系为

$$K = \mathrm{INT}\left[\frac{\theta}{60} + 1\right] \tag{3-28}$$

式中　INT——取整数。

具体控制过程如下：

图 3-25 中区域计算框所用公式为式（3-27）及式（3-28），得到 $\boldsymbol{u}^*$ 所在区域 k，$k = i$，以 R$\boldsymbol{u}^*$（i）表示，$i = 1$，2，…，6。

图中 dq/ABC 坐标变换框得到 ΔI_a、ΔI_b、ΔI_c 3 个误差值，经过滞环调节器比较，得到对应的三相状态信号 $B_a B_b B_c$。$B_a B_b B_c$ 有 j 种组合，$j = 1$，2，…，6。每种组合用 $R_{\Delta I(j)}$ 表示，它们的对应关系如式（3-29）所示。B_a 表示 $\Delta I_a > 0$，$\overline{B}_a$ 表示 $\Delta I_a < 0$，B_b、B_c 仿此。电流滞环控制原理与图 3-9 和图 3-12相同。

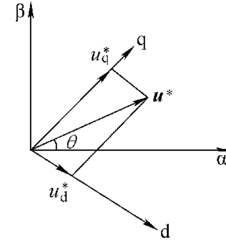


图 3-26　$\boldsymbol{u}^*$ 的 dq 坐标分解

表 3-10 为 $R_{\Delta I(j)}$、$R_{\boldsymbol{u}^*(i)}$ 与输出电压矢量 $\boldsymbol{u}_k$ 的选择。已知所在区 i 和所要的开关信号 j，从表中查出所要的电压矢量 $\boldsymbol{u}_k$，便得到输出三相开关状态 S_a、S_b、S_c，以此进行控制整流器，达到功率因数为 1 的目的。

$$\begin{aligned}
&R_{\Delta I(1)} - B_a \overline{B}_b \overline{B}_c \\
&R_{\Delta I(2)} - B_a B_b \overline{B}_c \\
&R_{\Delta I(3)} - \overline{B}_a B_b \overline{B}_c \\
&R_{\Delta I(4)} - \overline{B}_a B_b B_c \\
&R_{\Delta I(5)} - \overline{B}_a \overline{B}_b B_c \\
&R_{\Delta I(6)} - B_a \overline{B}_b B_c
\end{aligned} \tag{3-29}$$

表 3-10　$R_{\Delta I(j)}$、$R_{u^*(i)}$ 与 u_k 的选择

i \ j	1	2	3	4	5	6
1	u_1	u_2	u_2	u_0	u_0	u_1
2	u_2	u_2	u_3	u_3	u_0	u_0
3	u_0	u_3	u_3	u_4	u_4	u_0
4	u_0	u_0	u_4	u_4	u_5	u_5
5	u_6	u_0	u_0	u_5	u_5	u_6
6	u_1	u_1	u_0	u_0	u_6	u_6

图 3-27 所示为 a 相电压、电流的仿真及负载实验结果波形。

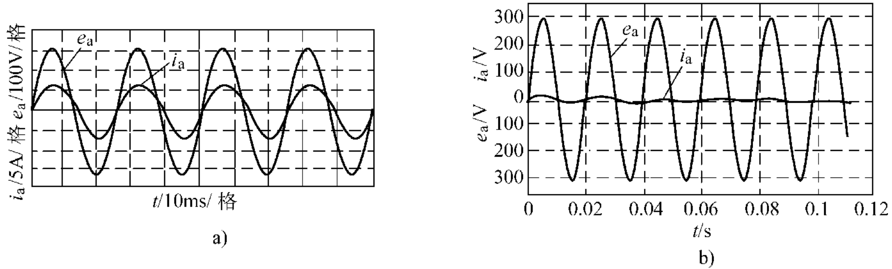


图 3-27　a 相电压电流波形
a）仿真　b）实验结果

3.6　双 PWM 变频器系统

3.6.1　系统的构成

当变频器的整流器和逆变器均采用 PWM 控制时，称为双 PWM 变频器，其主电路拓扑如图 3-28 所示。整流器采用 PWM 控制除了控制功率因数为 1，减少谐波之外，当做逆变器时，还有反馈能量的作用。当电动机降速、制动和负载放下时，电动机转差率变负，实际转速大于同步转速，电动机转入发电状态，送出电能。经逆变器续流二极管整流成直流，再通过控制将整流器换成逆变状态，便可将电能回馈给电网，产生回馈电能作用，进行四象限运行。

3.6.2　四象限运行的控制

1. 逆变状态的产生

逆变状态可以通过下述步骤实现：

1）当电动机处于发电状态时，负载能量回馈到直流侧，造成直流母线电压升高，实际检测的直流母线电压信号 U_d 比给定的直流母线电压信号 U_d^* 大，经过控制算法运算和整流器的控制，使实际的直流母线电流减小，如此循环，直至

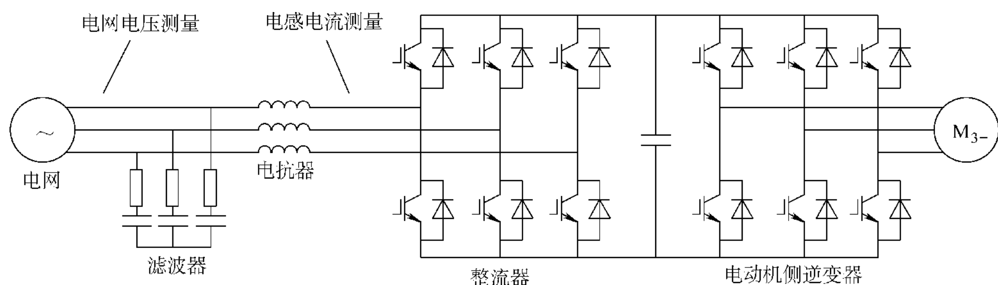


图 3-28　双 PWM 变频器的主电路拓扑

减小为 0，之后变成负值（直流母线电流反向），PWM 整流器便进入逆变状态。

2）根据图 3-24，通过对 $\boldsymbol{u}_s$ 幅值和相位 δ 的控制，可以使 i 比 u 超前或滞后一角度 φ，便可调节功率和功率因数，δ 为 $\boldsymbol{u}$ 和 $\boldsymbol{u}_s$ 的夹角。当调节 $\boldsymbol{u}_s$ 超前电源电压 $\boldsymbol{u}$ 相位角 δ，此时电路便处于逆变状态。当使 $\boldsymbol{u}$ 与电路电流 i 反相，如图 3-29 所示，则为功率因数为 1 的逆变状态，整流器向电网回馈有功功率能量。

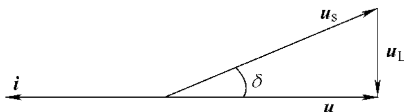


图 3-29　逆变状态矢量图

2. 四象限运行的控制

步骤如下：当变频调速系统工作于第一、三象限时，使 $\boldsymbol{u}$ 与电路电流 $\boldsymbol{i}$ 同相，电路工作于整流状态。当系统工作于第二、四象限时，可使 $\boldsymbol{u}$ 与电路电流 $\boldsymbol{i}$ 反相，电路便工作于逆变状态，完成四象限运行。

当双 PWM 变频器系统采用 SVPWM 技术控制时，可采用两片 DSP 芯片分别控制整流器和逆变器，其算法可参考上面所述的单独控制算法，但两片 DSP 芯片需有同步措施，不再重述。

［注 1］矢量控制动态方程

以定子电流 i_s、转子磁链 Ψ_r 和转速 ω 为状态变量，用 MT 表示按转子磁链定向的坐标系，并使 M 轴与转子磁链矢量同向，即令 $\Psi_r=\Psi_{rd}$、$\Psi_{rq}=0$、$\dfrac{\mathrm{d}\Psi_{rq}}{\mathrm{d}t}=0$，可得异步电动机转子磁链定向的状态方程：

$$\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}=\frac{n_p^2L_m}{JL_r}\Psi_r i_{st}-\frac{n_p}{J}T_L$$

$$\frac{\mathrm{d}\Psi_r}{\mathrm{d}t}=-\frac{1}{T_r}\Psi_r+\frac{L_m}{T_r}i_{sm}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_{sm}}{\mathrm{d}t}=\frac{L_r^2R_s+L_m^2R_r}{\sigma L_sL_r^2}i_{sm}+\omega_{mt}i_{st}+\frac{L_m}{\sigma L_sL_rT_r}\Psi_r+\frac{u_{sm}}{\sigma L_s}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_{st}}{\mathrm{d}t}=\frac{L_r^2R_s+L_m^2R_r}{\sigma L_sL_r^2}i_{st}-\omega_{mt}i_{sm}-\omega\frac{L_m}{\sigma L_sL_r}\Psi_r+\frac{u_{st}}{\sigma L_s}$$

式中　σ——电动机漏磁系数，$\sigma=1-\frac{L_m^2}{L_sL_r}$。

电磁转矩为

$$T_e=\frac{n_pL_m}{L_r}\Psi_ri_{st}$$

转子磁链的旋转角速度：

$$\omega_{mt}=\omega+\frac{L_mi_{st}}{T_r\Psi_r}$$

按转子磁链定向的数学模型将定子电流分解为励磁分量 i_{sm} 和转矩分量 i_{st}，电磁转矩正比于转子磁链与定子电流转矩分量的乘积，转子磁链的幅值与旋转角速度均受定子电流的控制，与定子电压无直接的关系。因此，就转子磁链和电磁转矩而言，按转子磁链定向的动态模型属于电流控制型。

[注 2] 直接转矩控制动态方程

以定子电流 i_s、定子磁链 Ψ_s 和转速 ω 为状态变量，采用按定子磁链定向（仍用 dq 轴变量表示），使 d 轴与定子磁链矢量重合，则 $\Psi_s=\Psi_{sd}$、$\Psi_{sq}=0$、$\frac{\mathrm{d}\Psi_{sq}}{\mathrm{d}t}=0$，异步电动机按定子磁链定向的动态模型为

$$\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}=\frac{n_p^2}{J}i_{sq}\Psi_s-\frac{n_p^2}{J}T_L$$

$$\frac{\mathrm{d}\Psi_s}{\mathrm{d}t}=-R_si_{sd}+u_{sd}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_{sd}}{\mathrm{d}t}=-\frac{L_sR_r+L_rR_s}{\sigma L_sL_r}i_{sd}+\frac{1}{\sigma L_sT_r}\Psi_s+(\omega_d-\omega)i_{sq}+\frac{u_{sd}}{\sigma L_s}$$

$$\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}i_{sq}}{\mathrm{d}t}&=-\frac{L_sR_r+L_rR_s}{\sigma L_sL_r}i_{sq}-\frac{1}{\sigma L_s}\omega\Psi_s-(\omega_d-\omega)i_{sd}+\frac{u_{sq}}{\sigma L_s}\\&=-\frac{L_sR_r}{\sigma L_sL_r}i_{sq}+\frac{1}{\sigma L_s}(\omega_d-\omega)(\Psi_s-\sigma L_si_{sd})\end{aligned}$$

电磁转矩：

$$T_e=n_p\Psi_si_{sq}$$

由 $\frac{\mathrm{d}\Psi_{sq}}{\mathrm{d}t}=0$ 可得，定子磁链旋转角速度：

$$\omega_{dq}=\frac{u_{sq}-R_si_{sq}}{\Psi_s}$$

按定子磁链定向，也可将定子电流分解为转矩分量 i_{sq} 和励磁分量 i_{sd}，电磁转矩与按转子磁链定向的转矩表达式在结构上相同，但定子磁链的幅值与旋转角速度分别受定子电压的控制，是受电流扰动的电压控制型。

$$\Psi_s = L_s i_{sd} - \sigma L_s(\omega_{dq} - \omega) T_r i_{sq}$$

$$i_{sq} = \frac{T_r}{L_s}(\omega_{dq} - \omega)(\Psi_s - \sigma L_s i_{sq})$$

由此可得：

$$\Psi_s = \frac{1 + \sigma^2(\omega_{dq} - \omega)^2 T_r^2}{1 + \sigma(\omega_{dq} - \omega)^2 T_r^2} = L_s i_{sd} = f(\omega_{dq} - \omega) L_s i_{sd}$$

在理想空载时，$\omega_{dq} = \omega$，则 $\Psi_s = L_s i_{sd}$。随着负载的增加，$(\omega_{dq} = \omega)^2$ 增大，由于 σ 较小，故 $f(\omega_{dq} - \omega) < 1$，导致定子磁链减小。因此，定子电流的转矩分量呈去磁作用，其耦合程度大于按转子磁链定向。

参 考 文 献

[1] 胡崇岳．现代交流调速技术［M］．北京：机械工业出版社，1998.
[2] 李华德．交流调速控制系统［M］．北京：电子工业出版社，2003.
[3] 叶斌．电力电子应用技术［M］．北京：电子工业出版社，2003.
[4] 李永东．交流电机数字控制系统［M］．北京：机械工业出版社，2001.
[5] 张皓．高压大功率变频调速系统［M］．北京：机械工业出版社，2006.
[6] 陈国呈．PWM 逆变技术及应用［M］．北京：中国电力出版社，2003.
[7] 周志敏，周纪海．逆变电源实用技术［M］．北京：电子工业出版社，2005.
[8] 张承慧，李珂，等．交流电机变频调速及应用［M］．北京：机械工业出版社，2008.
[9] 倚鹏．高压大功率变频器技术原理与应用［M］．北京：人民邮电出版社，2008.
[10] 丁学文．电力拖动运动控制系统［M］．北京：机械工业出版社，2007.
[11] 胡虎，李永东．基于区域电压矢量表的交流异步电动机直接转矩预测控制策略［J］．电工技术学报，2004（2）．
[12] 黄祯祥，郭延文，等．直接转矩控制系统中的模糊控制研究［J］．电力电子技术，2006（4）．
[13] 张峰久，惠晶，等．滞环 SVPWM 整流器在感应加热炉中的应用［J］．电力电子技术，2005（6）．
[14] 王政，邹国棠，等．基于混沌 SVPWM 的矢量控制感应电动机驱动［J］．电工技术学报，2009（11）．
[15] 曾光，黄晓东，等．采用谐振极软开关逆变器的直接转矩控制［J］．电力电子技术，2004（4）．

第 4 章　三电平 SVPWM 技术

4.1　三电平逆变器

三电平 SVPWM 技术是三电平逆变器采用的调制策略，所以讲述三电平 SVPWM 技术前，先要从什么是三电平逆变器说起。

如上面所述，一般低压逆变器的输入为单一的直流电源，只有两条接线，只能对一个恒定幅值的直流电压进行 PWM，输出为幅值一定的 PWM 波。如果设直流电源电压为 U_d，以低压节点为零电位点，经过逆变器得到输出的 PWM 波只有两个电平，即 0 和 U_d，人们称之为两电平逆变器，这种变频器存在两个问题：一个是串联器件可能会同时导通或关断，造成逆变失败，另一个是存在很高的 du/dt 和共模电压，对电动机绝缘造成威胁，不适合高压逆变器。为此，20 世纪 80 年代以来，专家们开发了多于两电平的高压逆变器，不但能克服这些缺点，而且还具有许多优点。

这类逆变器能输出多于两个电平，有不同的拓扑结构，其中应用最多的就是三电平逆变器。由于这类逆变器适合于高压大功率电气传动，故得到了广泛应用，至于其他电平的高压逆变器，将在第 6 章多电平逆变器中扼要讲述。

三电平逆变器的拓扑结构很多，常用的为钳位式三电平逆变器。该类逆变器主要有两种电路拓扑结构：二极管钳位式和电容钳位式三电平逆变器，分述如下。

1. 二极管钳位式三电平逆变器

二极管钳位式三电平逆变器电路如图 4-1 所示，逆变器采用多个二极管对相应开关器件进行钳位，以保证每次一个桥臂只有一个开关器件动作，并实现多电平输出，而每一个开关器件只承受线电压。这种变频器性能很好，得到广泛的应用。二极管钳位式结构的缺点是：

1）当电平数较多时，钳位二极管将承受不同的反压；

2）开关器件所需额定电流不同；

3）电容上的电压常存在不平衡问题，这是一个要害性的缺点，下面将会重点讲述。

2. 电容钳位式三电平逆变器

电容钳位式三电平逆变器工作原理与二极管钳位逆变器电路相似，其电路如图 4-2 所示，只需将二极管改为电容即可。电容的引进使电压合成的选择增多，

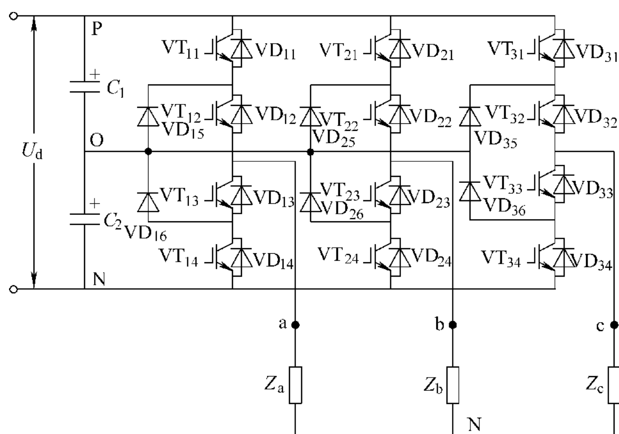


图 4-1　二极管钳位式三电平逆变器电路

开关状态的选择具有更大的灵活性，但是大量的电容使装置体积庞大、占地多、成本高、封装不易。然而通过同一电平上不同开关状态的组合，能使电容电压保持均衡，可较好地应用于有功调节和变频调速系统中，但控制较复杂。

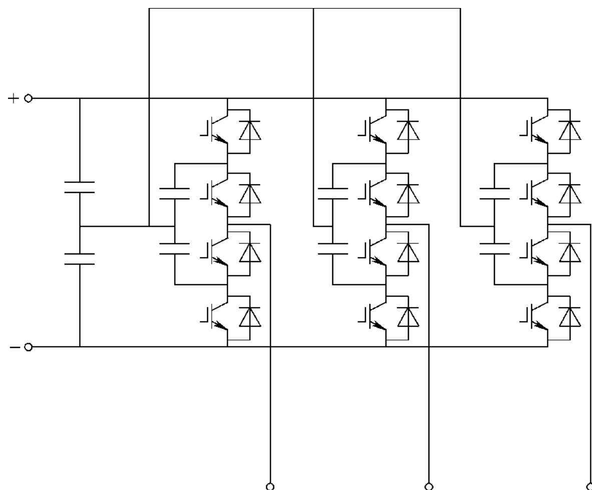


图 4-2　电容钳位式三电平逆变器电路

还有一种电容钳位式三电平逆变器电路，称为飞跨电容钳位式逆变器电路，这种逆变器是上述电容钳位式逆变器的改进，电容钳位的位置有所改变，这种电路三电平的较少见，图 4-3 所示为五电平飞跨电容钳位式三电平逆变器电路，读者可以通过其结构，结合第 6 章的内容自行分析。这里不再详细讲述。这种逆变器具有下列特点：

1）开关状态的选择具有比电容钳位式逆变器更大的灵活性；

2）直流侧电容上电压较均衡；

3）可以控制有功功率和无功功率的流量，适合于高压直流供电；

4）和电容钳位式逆变器相同，封装不易，系统成本高，控制较复杂。

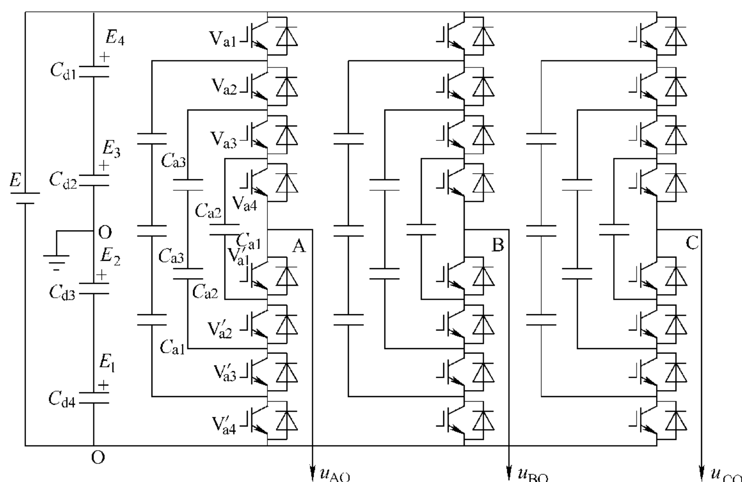


图 4-3　飞跨电容钳位式逆变器电路

钳位式三电平逆变器用得最多的为二极管钳位式三电平逆变器，这种逆变器采用 12 个可关断功率器件与钳位二极管构成带中性点钳位的逆变电路，又称中心点钳位（NPC）逆变器。整流电路采用二极管整流方式，逆变器功率开关器件可以采用 GTO、IGBT 或者 IGCT（图 4-1 中为 IGBT），视电压及功率大小而定。

三电平 NPC 逆变器电路在大功率交流电动机调速领域应用得很多，这主要是因为现有的耐压等级器件很适合三电平 NPC 逆变器电路，电容电压的均衡问题也可以通过控制解决。因此当这种拓扑结构与交流电动机的矢量控制理论或直接转矩控制理论结合起来时，就使大功率交流电动机调速系统的性能和可靠性获得很大的提高，目前这种电路拓扑结构与高压大电流 IGBT 和 IGCT 结合应用甚为广泛。

由于三电平逆变器输出电平数增加，输出波形阶梯增多，就可以更加接近调制波的正弦波，因此输出电压谐波含量大为减少，同时也降低了输出电压的跳变，器件在基频下开通、关断损耗小，效率高。图 4-4 所示为三相三电平 NPC 逆变器输出相电压波形，电压波形为 12 阶梯波，可见它优于两电平 6 脉波逆变器。与普通两电平 PWM 逆变器相比，由于输出电压的电平数增加，易于实现谐波的相互补偿，功率因数接近于 1，总谐波畸变率在 2% 以下。

这种三电平逆变器有良好的低速性能，谐波分量小，动态性能好。若在输入端也采用具有全导通器件组成的 PWM 的结构，进行相控整流，就可以实现四象

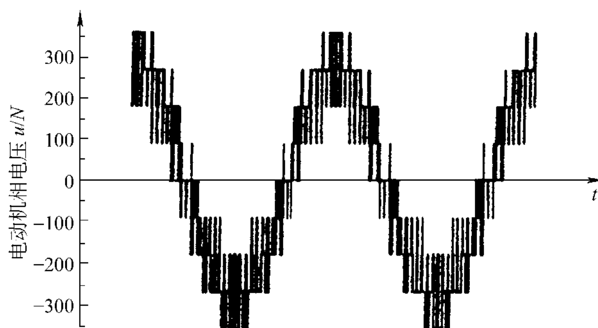


图 4-4　三相三电平 NPC 逆变器输出相电压波形

限运行，可将电能回馈给电网，即双 PWM 变频器。三电平逆变器在轧机、卷扬机等设备的调速控制中有较好的应用前景。其主要问题是控制比较复杂。

钳位式三电平逆变器中采用的基本控制方法有载波调制 PWM 控制法和 SVPWM 法。前者是通过载波和调制波的比较，得到开关脉冲控制信号，从而得到接近正弦波的电压输出，但转矩脉动较大。后者采用电压空间矢量调制方法，使电动机形成接近圆形旋转磁场，转矩较平稳。

4.2　三电平电压空间矢量的分布

如上所述，二极管钳位式三电平逆变器常采用的基本控制方法类似于两电平逆变器 SVPWM 法，即三电平 SVPWM 法。

4.2.1　逆变器三电平的产生

首先讲述三电平逆变器中三电平的形成。

在图 4-1 的 IGBT 三电平逆变器中，设 VT_{11} ~ VT_{14} 为某相中的 4 个 IGBT 器件，只要改变 4 个器件的不同通断状态，即可在输出端获得 3 种不同的输出电压（U_d，0，$-U_d$），见表 4-1，逆变器输出有三个电平，用 +、0、− 或 P、O、N 表示开关状态，U_d 为直流电压，这便是所谓三电平。

表 4-1　三电平变频器输出电压组合

VT_{11}	VT_{12}	VT_{13}	VT_{14}	输出电压	状态代号
开	开	关	关	U_d	+（P）
关	开	开	关	0	0（O）
关	关	开	开	$-U_d$	−（N）

下面说明开关器件如何工作得到这种三个状态。

以 a 相电压为例，说明相电压输出的三种状态（+、0、−，或 P 、O、N）

如下：

1）正状态如图 4-5a 所示，当 VT_{11} 和 VT_{12} 导通，VT_{13} 和 VT_{14} 关断时，a 相输出端接到直流母线的正端 P（电容 C_1 的正极）。当定义 O 点为参考地时，此时 a 相输出电压为 $u_a = U_d = U_{C1}$，输出正电压。

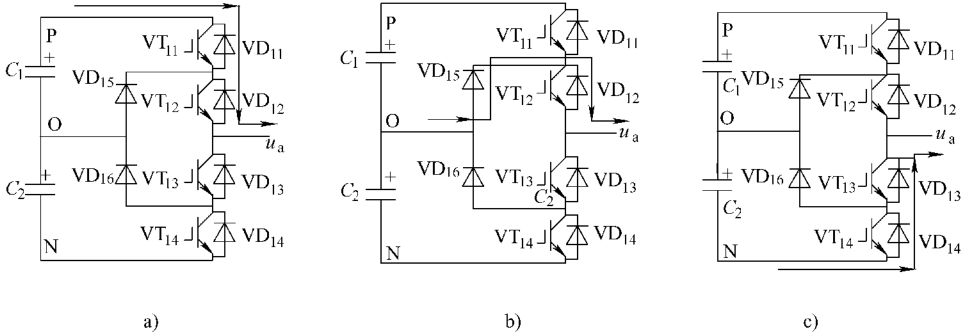


图 4-5　三电平电路电流输出输入状态

2）零状态如图 4-5b 所示，当 VT_{12} 和 VT_{13} 导通，VT_{11} 和 VT_{14} 关断时，a 相输出端接到直流母线的中点 O（电容 C_1 的负极），电流通过钳位二极管 VD_{15}、VT_{12} 流出。当定义 O 点为参考地时，此时 a 相输出电压为 0，即输出零电压。

3）负状态如图 4-5c 所示，当 VT_{11} 和 VT_{12} 关断，VT_{13} 和 VT_{14} 导通时，A 相输出端接到直流母线的负端 N（电容 C_2 的负极）。当定义 O 点为参考地时，此时 a 相输出电压为 $u_a = -U_d = -U_{C2}$，输出负电压。

依此类推，图 4-1 所示电路的每一相均可以实现 P、O、N 三种电平的输出，比普通的两电平电路的相电压输出多了一个状态，故称其为三电平电路。该三电平电路之所以能够实现三个电平的输出，主要是因为每相有钳位二极管，可以实现两电容的中点电压的输出，故称其为中心点钳位的三电平电路。

值得注意的是，逆变器在运行中，三相开关器件是在不断地切换的，如 P—N两个状态直接切换，则各有两个器件开和关，就相当于两电平的工作方式，易发生贯穿（即四个器件均未关断导致直通短路）。所以 P—N 之间直接切换一般极少使用，也就是在三电平的算法设计中，应注意避免在 P 和 N 间直接切换，造成直通故障。

4.2.2　三电平空间电压矢量与分析

三电平空间电压矢量由三相输出状态合成，如图 4-6 所示。在数值上和两电平逆变器一样，经 Park 变换后，三电平逆变器三相电压合成的空间电压矢量为

$$\boldsymbol{u}_s = \boldsymbol{u}_a + \rho \boldsymbol{u}_b + \rho^2 \boldsymbol{u}_c \tag{4-1}$$

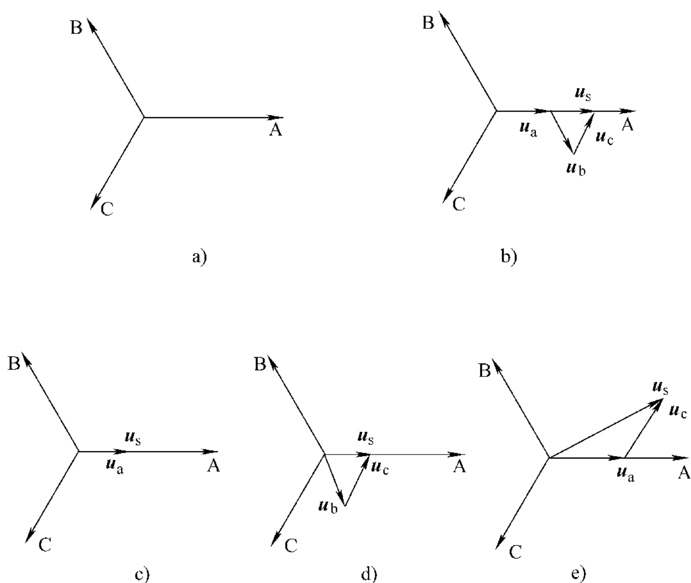


图 4-6　三电平空间电压矢量的合成

a）电动机三相绕组电压矢量空间位置　b）PNN　c）POO　d）ONN　e）PON

式中　ρ——相量算子，$\rho = e^{j\frac{2\pi}{3}}$；

$\boldsymbol{u}_s$——定子瞬时空间电压矢量；

$\boldsymbol{u}_a$、$\boldsymbol{u}_b$、$\boldsymbol{u}_c$——三相输出电压，幅值 $|\boldsymbol{u}_s| = 2U_d/3$。

经逆变器开关器件的开通和关断后，各相的输出电压可为 $U_d/2$，0，$-U_d/2$。三相电压合成后，由于逆变器有 3 个桥臂，所以共有 $3^3 = 27$ 种基本电压矢量，除掉重复冗余还有 19 个。与两电平相比，矢量的数目大为增加，故对控制算法优化极为有利。

各个基本矢量幅值可通过计算得出，其计算方法如下：

若定义开关变量 S_a、S_b、S_c 代表各相桥臂的输出状态，则各相电压可表示为

$$u_a = \frac{1}{2}U_d S_a,\ u_b = \frac{1}{2}U_d S_b,\ u_c = \frac{1}{2}U_d S_c$$

式中　$S_x = \begin{cases} 1 & \text{第 } x \text{ 相输出正电平} \\ 0 & \text{第 } x \text{ 相输出 0 电平} \\ -1 & \text{第 } x \text{ 相输出负电平} \end{cases}$（$x$ 为 a、b 或 c，下同）。

重新定义空间电压矢量；

$$\begin{aligned} \boldsymbol{u}_K &= \frac{1}{3}U_d(S_a + \rho S_b + \rho^2 S_c) \\ &= \frac{1}{6}U_d[(2S_a - S_b - S_c) + j\sqrt{3}(S_b - S_c)] \end{aligned} \tag{4-2}$$

式中　K——基本矢量号（1～19）。

按照上式可求出这 19 个电压矢量幅值，可见合成矢量幅值各不相同，可分为三类：$2U_d/3$、$\sqrt{3}U_d/3$ 和 $U_d/3$，如图 4-7 所示。一般将幅值为 $2U_d/3$ 的矢量称为大矢量或长矢量，如（PNN）、（PPN）；幅值为$\sqrt{3}U_d/3$ 的矢量称为中矢量，如（PON）；幅值为 $U_d/3$ 的矢量为小矢量或短矢量，如（POO）、（ONN）。为简便起见，本书简称这三种电压矢量分别为大矢量、中矢量和小矢量，并把开关状态由 P 和 O 组成的小矢量称为正小矢量，如（POO）；将开关状态由 N 和 O 组成的称为负小矢量，如（ONN），由图 4-7 可以看出，小矢量总是成对出现，如（PPO）与（OON），一般称之为冗余小矢量。还有（OPO）和（NON）、（OPP）和（NOO）、（OOP）和（NNO）、（POP）和（ONO）。此外，图中原点为零电压矢量，也是一种冗余电压矢量，包括有（PPP）、（OOO）和（NNN）三种开关状态。三电平空间矢量分布也划分为若干扇区，如图 4-8 所示。三电平空间电压矢量的分类汇总见表 4-2，电压空间矢量与电力电子器件的开关状态见表 4-3。

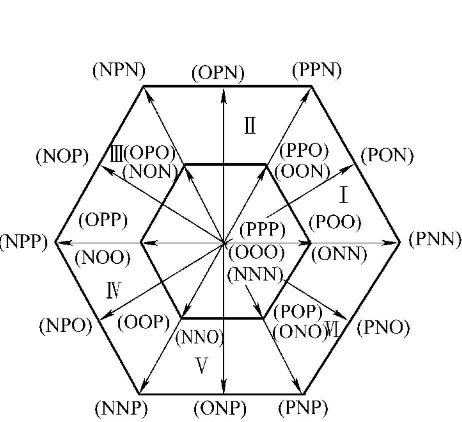


图 4-7　三电平 SVPWM 电压空间矢量分布

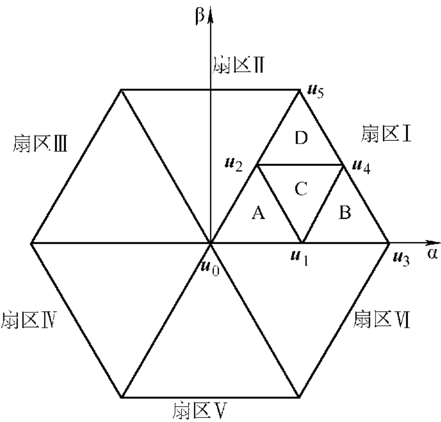


图 4-8　三电平空间矢量扇区的划分

表 4-2　三电平空间电压矢量分类汇总

矢量类型		电压矢量
大矢量		（PNN），（PPN），（NPN），（NPP），（NNP），（PNP）
中矢量		（PON），（OPN），（NPO），（NOP），（ONP），（PNO）
小矢量	正小矢量	（POO），（PPO），（OPO），（OPP），（OOP），（POP）
	负小矢量	（ONN），（OON），（NON），（NOO），（NNO），（ONO）
零矢量		（PPP），（OOO），（NNN）

表 4-3　电压矢量与开关器件状态对照表

空间电压矢量	uvw 三相输出	各个电力电子器件开关状态（0 表示关断，1 表示开通）												矢量类别
		VT_{11}	VT_{12}	VT_{13}	VT_{14}	VT_{21}	VT_{22}	VT_{23}	VT_{24}	VT_{31}	VT_{32}	VT_{33}	VT_{34}	
$\boldsymbol{u}_0$	(PPP)	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	零矢量
$\boldsymbol{u}_0$	(OOO)	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	零矢量
$\boldsymbol{u}_0$	(NNN)	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	零矢量
$\boldsymbol{u}_1$	(POO)	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	小矢量
$\boldsymbol{u}_1$	(ONN)	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	小矢量
$\boldsymbol{u}_2$	(PPO)	1	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	小矢量
$\boldsymbol{u}_2$	(OON)	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	小矢量
$\boldsymbol{u}_3$	(OPO)	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	0	小矢量
$\boldsymbol{u}_3$	(NON)	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	小矢量
$\boldsymbol{u}_4$	(OPP)	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	0	小矢量
$\boldsymbol{u}_4$	(NOO)	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	小矢量
$\boldsymbol{u}_5$	(OOP)	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	小矢量
$\boldsymbol{u}_5$	(NNO)	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	小矢量
$\boldsymbol{u}_6$	(POP)	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	小矢量
$\boldsymbol{u}_6$	(ONO)	0	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	小矢量
$\boldsymbol{u}_7$	(PNN)	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	大矢量
$\boldsymbol{u}_8$	(PON)	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	中矢量
$\boldsymbol{u}_9$	(PPN)	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	大矢量
$\boldsymbol{u}_{10}$	(OPN)	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1	1	中矢量
$\boldsymbol{u}_{11}$	(NPN)	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	大矢量
$\boldsymbol{u}_{12}$	(NPO)	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	中矢量
$\boldsymbol{u}_{13}$	(NPP)	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	大矢量
$\boldsymbol{u}_{14}$	(NOP)	0	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	中矢量
$\boldsymbol{u}_{15}$	(NNP)	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	大矢量
$\boldsymbol{u}_{16}$	(ONP)	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	中矢量
$\boldsymbol{u}_{17}$	(PNP)	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	大矢量
$\boldsymbol{u}_{18}$	(PNO)	1	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	中矢量

4.3　三电平 SVPWM 控制算法

三电平 SVPWM 的参考矢量由三个基本矢量合成，三电平 SVPWM 控制算法总的要求是使三电平三相逆变器输出的电压空间矢量满足磁链轨迹为圆形或逼近圆形，三电平控制算法是在一个控制周期或采样周期内分成以下 4 步完成的。

1）确定合成参考电压矢量的三个基本矢量；

2）确定三个矢量的作用时间，即每个矢量对应的占空比；

3）确定三个矢量对应的开关状态；

4）确定状态的输出次序以及各相输出电平的作用时间，即确定输出的开关状态序列，和对应三相的占空比。

在进行确定各开关器件控制算法之前，要将 αβ 坐标系电压空间矢量图划分分为 6 个扇区，每一个扇区再细分为 4 个小区，小区划分方法以扇区Ⅰ为例如图 4-9 所示。

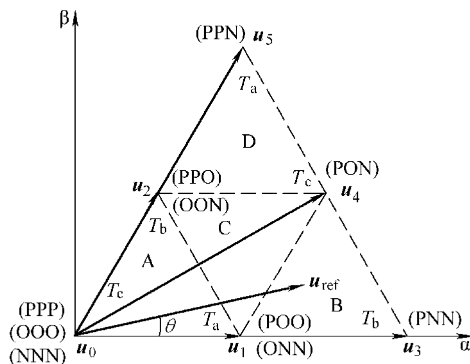


图 4-9　扇区Ⅰ中 4 个小区的划分与矢量合成

4.3.1　传统的三电平 SVPWM 算法

三电平 SVPWM 具体算法多种多样，这里先叙述常用的传统算法，可分为下述四步。

1. 三电平空间矢量的分解

如上所述，以大矢量（PNN）为起始沿逆时针每 60°依次定义为扇区Ⅰ、Ⅱ…Ⅵ，再将每个正三角形区域分为 4 个小三角形，如图 4-9 所示，给定的参考电压矢量将处于这些小三角形中的一个。为了不使波形畸变和电压跳动，参考矢量应由最接近的三个空间矢量来合成。例如，当参考矢量处于图 4-9 中扇区Ⅰ的三角形 B 中时，所使用的空间矢量为（PON）、（PNN）以及（POO）/（ONN）。

依据对称原则，对每个 60°大三角形区域进行分析，便可以得到整个周期 360°范围内的矢量分布情况。由于逆变器调制深度不同，三相合成的电压空间矢量幅值也不同，则合成的电压空间矢量端点轨迹将会分别落在图 4-9 的 4 个小三角形内。

2. 确定参考电压矢量位置与输出电压矢量

如前所述，SVPWM 的首要任务就是根据参考矢量的辐角判断参考电压矢量位于哪个扇区内，对于三电平 SVPWM，还要判断参考电压矢量在该扇区中的哪个小三角形内，然后得到合成参考矢量的输出电压矢量，依此确定出相应的输出

电压矢量。判断方法是根据 $\boldsymbol{u}_s$ 的辐角 θ 和下面 3 条判据，便可依据表 4-4 判断该矢量位于哪个小三角形内。

表 4-4　各小区的关系

小区	判据 1	判据 2	判据 3
A	是	—	—
B	—	是	—
C	否	否	否
D	—	—	是

判据 1：$$\left(u_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{3}u_\beta\right) \leqslant \frac{U_d}{3}$$

判据 2：$$\left(u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{3}u_\beta\right) \geqslant \frac{U_d}{3}$$

判据 3：$$u_\beta > \frac{\sqrt{3}}{6}U_d$$

式中　u_α、u_β——$\boldsymbol{u}_{ref}$在 α 轴和 β 轴的分量。

在每个 SVPWM 控制周期中，可根据表 4-5 选定的 4 个矢量依次发出输出矢量，这种安排，可以使得输出电压矢量不会发生突变，确保平滑的输出的电压波形。从表 4-5 还可以看到，顺序发出的电压矢量具有一种邻接关系。

在表 4-5 给出的 SVPWM 控制算法中，用于合成的 4 个输出基本矢量的首发矢量都是正小矢量，这样可以有效地避免扇区切换过程中发生矢量突变。若首发小矢量都是负小矢量，只要将表 4-5 中 4 个输出矢量的次序颠倒一下即可。例如，当参考矢量位于 B 三角形中时，输出矢量的次序为 POO→PON→PNN→ONN→PNN→PON→POO；如首发矢量采用负小矢量，则发送次序为 ONN→PNN→PON→POO→PON→PNN→ONN。按此三相输出电压矢量时序如图 4-10 和图 4-11 所示，利用时序图和每个输出电压矢量的作用时间，便可得出本相桥臂相应开关器件的开关信号 S。

表 4-5　扇区 I 中各小三角形相应的输出电压

参考矢量位置		输出电压矢量			
A	A1	(POO)	(OOO)	(OON)	(ONN)
	A2	(PPO)	(POO)	(OOO)	(OON)
B		(POO)	(PON)	(PNN)	(ONN)
C	C1	(POO)	(PON)	(OON)	(ONN)
	C2	(PPO)	(POO)	(PON)	(OON)
D		(PPO)	(PPN)	(PON)	(OON)

注：A1、A2，C1、C2 表示两组组合方法，因为含有冗余小矢量。

3. 计算输出基本电压矢量的作用时间

所谓输出基本电压矢量的作用时间即前面所述的持续时间，也就是开关器件的导通和关断时间。在图 4-9 中，设期望的电压矢量 $\boldsymbol{u}_{ref}$（即参考电压矢量）落在 B 三角形 B 中，按取邻近三矢量合成原则，由矢量 $\boldsymbol{u}_1$、$\boldsymbol{u}_3$ 和 $\boldsymbol{u}_4$ 合成，根据空间电压矢量合成的伏秒平衡原则，有

$$\boldsymbol{u}_1 t_1 + \boldsymbol{u}_3 t_3 + \boldsymbol{u}_4 t_4 = \boldsymbol{u}_s T_s \tag{4-3}$$

$$t_1 + t_3 + t_4 = T_s \tag{4-4}$$

式中 t_1、t_3、t_4——矢量 $\boldsymbol{u}_1$、$\boldsymbol{u}_3$、$\boldsymbol{u}_4$ 的作用时间；

T_s——空间矢量调制的控制周期。

因参考矢量 $\boldsymbol{u}_{ref} = u_{ref}(\cos\theta + \mathrm{j}\sin\theta)$，经过推导，可得

$$\begin{cases} T_a = 2T_s\left[1 - M\sin\left(\dfrac{\pi}{3} + \theta\right)\right] \\ T_b = T_s\left[2M\sin\left(\dfrac{\pi}{3} - \theta\right) - 1\right] \\ T_c = 2MT_s\sin\theta \end{cases} \tag{4-5}$$

式中 M——调制深度，$M = 2u_{ref}/\sqrt{3}$。

按此方式，可以得出参考电压矢量位于三角形 A、C、D 中合成三矢量的作用时间。整个扇区 Ⅰ 的 4 个三角形作用时间见表 4-6，根据对称性，即可求出其余 5 个扇区的矢量作用时间。

表 4-6　扇区 Ⅰ 各个电压矢量作用时间

小区	T_a	T_b	T_c
A	$2MT_s\sin\left(\dfrac{\pi}{3} - \theta\right)$	$2MT_s\sin$	$T_s\left[1 - 2M\sin\left(\dfrac{\pi}{3} - \theta\right)\right]$
B	$2T_s\left[1 - 2M\sin\left(\dfrac{\pi}{3} - \theta\right)\right]$	$T_s\left[2M\sin\left(\dfrac{\pi}{3} - \theta\right) - 1\right]$	$2MT_s\sin$
C	$T_s[1 - 2MT_s\sin]$	$T_s\left[1 - 2M\sin\left(\dfrac{\pi}{3} - \theta\right)\right]$	$T_s\left[2M\sin\left(\dfrac{\pi}{3} - \theta\right) - 1\right]$
D	$T_s[2MT_s\sin - 1]$	$2T_s\left[1 - M\sin\left(\dfrac{\pi}{3} - \theta\right)\right]$	$2MT_s\sin\left(\dfrac{\pi}{3} - \theta\right)$

4. 确定空间电压矢量调制模式

和两电平对称调制模式一样，按照中心对称原则，根据各矢量作用时间，可以分别得出参考电压矢量 $\boldsymbol{u}_{ref}$ 位于扇区 Ⅰ 四个三角形的三相输出电压矢量时序，

也就可以得到空间电压矢量调制模式，分别如图 4-10 所示（当参考电压矢量位于其他扇区时可以按此类推)。根据扇区Ⅰ的空间电压矢量调制模式图，考虑到上述各个电压矢量的作用时间，由此就可以得到三相桥臂各开关器件的驱动信号，从而可以实施对三电平逆变器的 SVPWM 控制。

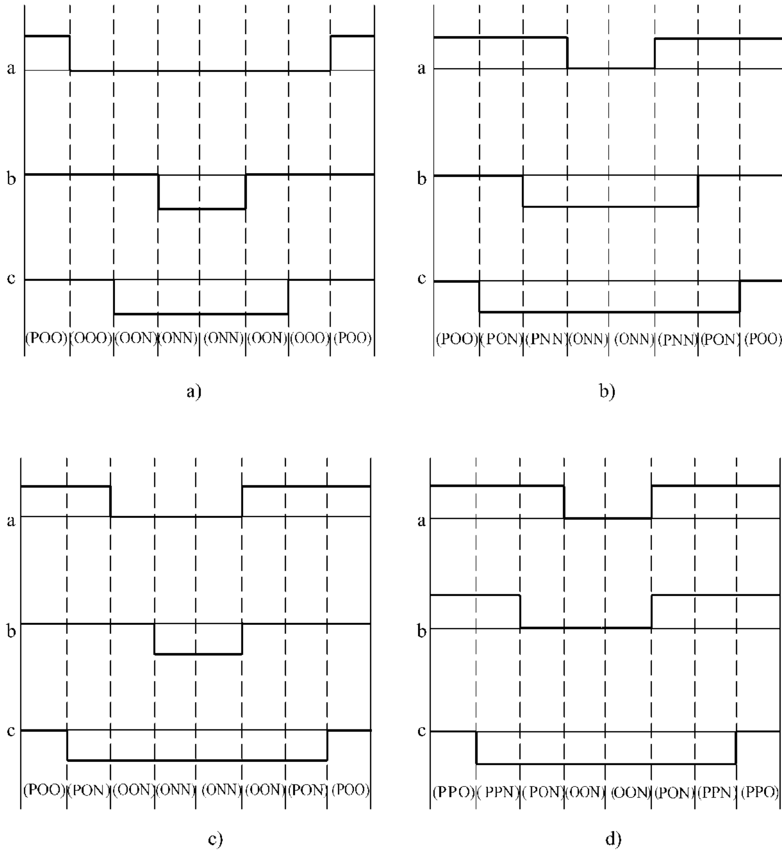


图 4-10　空间矢量调制模式（1）

需要指出的是，图 4-10 给出的空间电压矢量调制模式是基于首发矢量为正小矢量的方案，如果首发矢量为负小矢量，则如图 4-11 所示。由图 4-10 和图 4-11可以看出，输出电压矢量在一个 PWM 控制周期中对 $T_s/2$ 对称，设四个输出电压矢量的作用时间分别为 t_1、t_2、t_3 和 t_4，则 $t_2 = T_c/2$，$t_3 = T_b/2$，$t_1 + t_4 = T_a/2$。关于 t_1 和 t_4 的分配将在后面阐述。

传统的三电平 SVPWM 算法有下述特点：

1）所生成的 PWM 信号是中心对称的信号，相当于两电平的八段对称调制

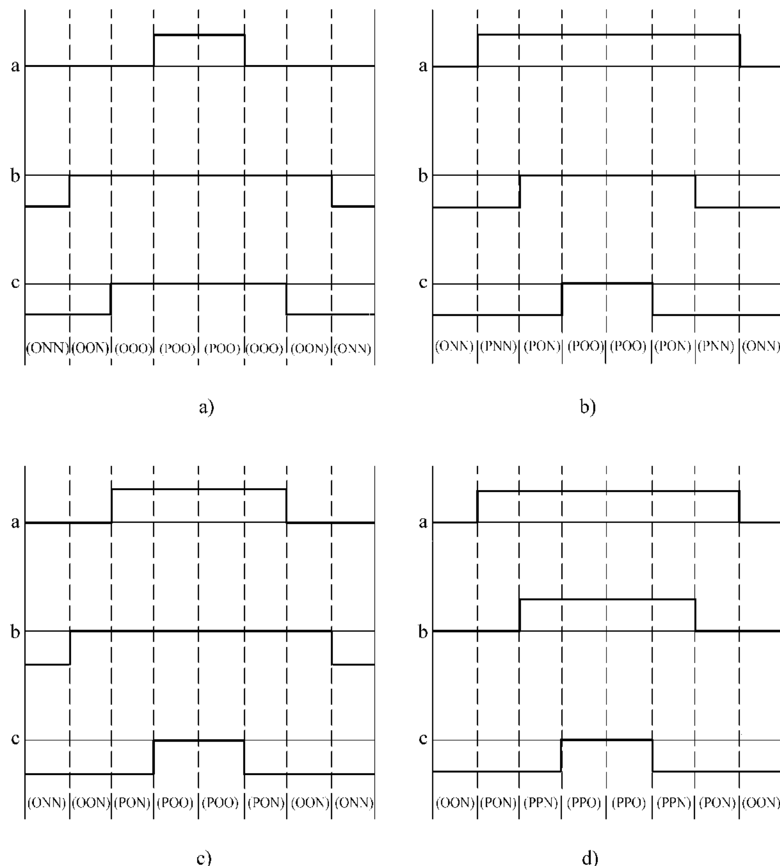


图 4-11　空间矢量调制模式（2）

式；谐波分量小，转矩平稳。

2）一个开关周期中的各相桥臂只有成对的一组开关器件在导通、关断，另一组则保持常通或常断，相当于单极性调制。

3）三相桥臂中每相只有两次电平变化，即关于半周期对称的一次上升沿和一次下降沿，这种对称式 PWM 非常适合于 DSP 或者高性能单片机未实现，极易于数字化。

4.3.2　60°坐标系 SVPWM 的算法[1]

本算法的基本思路是，鉴于图 4-7 中三电平基本空间矢量之间的角度均为 60°的倍数这一几何特性，可以采用非正交的 60°坐标系。这样一来会有助于简化参考矢量的合成和作用时间的计算，计算量减少，便于对三电平 NPC 逆变器实现快速脉宽调制控制。

为了计算方便，在本方案中，逆变器输出电平不采用 P、O、N 标记，而用 2、1、0 分别代替 P、O、N。

1. 60°坐标系

设采用的 60°坐标系为 gh 坐标系，取 g 轴和 αβ 坐标中 α 轴重合，逆时针转 60°为 h 轴，如图 4-12 所示。

设参考矢量 $\boldsymbol{u}_{\mathrm{ref}}$ 在 αβ 坐标系下的坐标为 $(u_{r\alpha}, u_{r\beta})$，变换到 gh 坐标系下的坐标为 (u_{rg}, u_{rh})，根据线性关系可得到两种坐标系的变换为下式：

图 4-12　gh 坐标系与 αβ 坐标系

$$\begin{bmatrix} u_{rg} \\ u_{rh} \end{bmatrix} = [\boldsymbol{C}] \begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -\dfrac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \dfrac{2}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} \tag{4-6}$$

当以 ABC 坐标形式表示时，设三相电压为 $u(u_a, u_b, u_c)$，则由 Clark 变换可以得到在 gh 坐标系下的电压矢量形式，其变换如下式所示：

$$\begin{bmatrix} u_g \\ u_h \end{bmatrix} = [D] \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \tag{4-7}$$

将三电平逆变器的基本矢量变换到 gh 坐标系下，得到变换到 60°坐标系下的三电平空间矢量图，如图 4-13 所示。

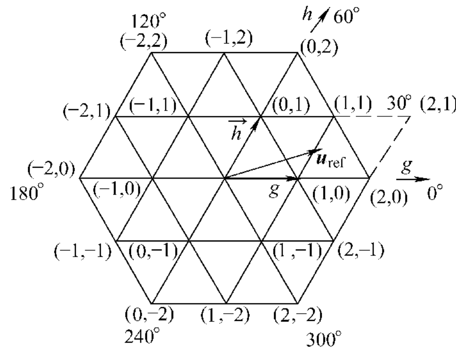


图 4-13　60°坐标系下三电平空间矢量图

2. 选择基本矢量

由图 4-13 可知，所有的基本矢量的坐标为整数，因此对于任意的空间参考矢量 $\boldsymbol{u}_{\mathrm{ref}}(u_{rg}, u_{rh})$，距离其最近的 4 个电压矢量可以由空间参考矢量的坐标的向

上和向下取整得到。对于如图 4-13 的参考矢量，对应的 4 个电压矢量设为

$$u_{UL}=\begin{bmatrix}\overline{u_{rg}}\\ \underline{u_{rh}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}2\\0\end{bmatrix},\qquad u_{LU}=\begin{bmatrix}\underline{u_{rg}}\\ \overline{u_{rh}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1\\1\end{bmatrix}$$

$$u_{UU}=\begin{bmatrix}\overline{u_{rg}}\\ \overline{u_{rh}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}2\\1\end{bmatrix},\qquad u_{LL}=\begin{bmatrix}\underline{u_{rg}}\\ \underline{u_{rh}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix}$$

上式中，在坐标变量上画线表示向上或向下取整，且矢量下标 U 代表其中的变量向上取整，L 代表向下取整。这 4 个矢量的终点构成一个等边平行四边形，此等边平行四边形被由 u_{UL}/u_{LU}终点构成的对角线分成两个等边三角形。同时 u_{UL}/u_{LU}总是两个最近的矢量。那么第三个矢量就是剩下的两个矢量中的一个，这个矢量必然与参考矢量落在由 u_{UL}/u_{LU}的终点所构成的对角线的同一侧，此对角线为

$$g+h=u_{ULg}+u_{ULh} \tag{4-8}$$

因此根据表达式 $u_{rg}+u_{rh}-(u_{ULg}+u_{ULh})$ 的符号，我们便可以判断第三个矢量，即当表达式的值大于零，u_{UU}是第三个矢量，当表达式的值小于等于零，则 u_{LL}是所要求得的第三个最近的矢量。以图 4-13 为例，求得的三个最近的矢量为

$$\begin{bmatrix}2\\0\end{bmatrix},\ \begin{bmatrix}1\\1\end{bmatrix},\ \begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix}$$

3. 计算作用时间

当三个最近的矢量被确定，则可以通过下面的方程组的求解得出各个矢量的占空比：

$$\boldsymbol{u}_{ref}=(d_1\cdot u_1+d_2\cdot u_2+d_3\cdot u_3) \tag{4-9a}$$

$$d_1+d_2+d_3=1 \tag{4-9b}$$

其中，$u_1=u_{UL}$，$u_2=u_{LU}$，$u_3=u_{LL}$或 $u_3=u_{UU}$。所有的开关状态的坐标为整数，方程组的解可以基于参考电压的小数部分而获得。

1）当 $u_3=u_{LL}$时，将式（4-9a）按 gh 轴展开，并与式（4-9b）联立得

$$\begin{aligned}&u_{rg}=u_{ULg}\cdot d_1+u_{LUg}\cdot d_2+u_{LLg}\cdot d_3\\&u_{rh}=u_{ULh}\cdot d_1+u_{LUh}\cdot d_2+u_{LLh}\cdot d_3\\&u_{LLh}=u_{ULh},\ u_{LLg}=u_{LUg}\\&u_{LUh}-u_{LLh}=1,\ u_{ULg}-u_{LLg}=1\\&d_1+d_2+d_3=1\end{aligned} \tag{4-10}$$

求解联立方程式（4-10），得

$$d_1=d_{UL}=u_{rg}-u_{LLg}$$

$$d_2 = d_{LU} = u_{rh} - u_{LLh}$$
$$d_3 = d_{LL} = 1 - d_{UL} - d_{LU} \quad (4\text{-}11)$$

2）当 $u_3 = u_{UU}$时，类似可以得到：

$$d_1 = d_{UL} = -(u_{rh} - u_{UUh})$$
$$d_2 = d_{LU} = -(u_{rg} - u_{UUg}) \quad (4\text{-}12)$$
$$d_1 = d_{UU} = 1 - d_{UL} - d_{LU}$$

通过以上的推导，可以看出基于60°的坐标系能够简化大量的计算，弥补了传统算法的不足。

4.3.3 三电平 SVPWM 分解为两电平 SVPWM 的简化算法

此算法是将三电平分解为两电平进行 SVPWM，这样比较简便。具体方法是将图 4-8 所示的三电平空间电压矢量图分解为图 4-14 所示的六个小的四边形，每一个四边形就是一个直流母线电压为 U_d 的两电平空间电压矢量图的一部分，分别以每个小四边形的中点作为两电平的空间电压矢量图的原点，就可以用两电平 SPWM 的算法来处理三电平 SPWM 的问题，使计算得到简化。

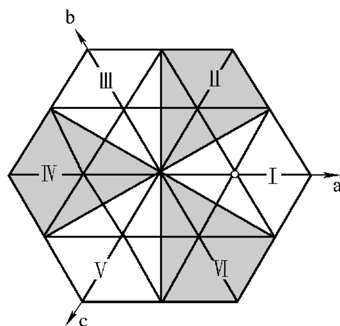


图 4-14　三电平分解为两电平示意图

以图 4-14 所示的小四边形 Ⅰ 为例，如图 4-15所示，设在三电平下的参考空间电压矢量为 $\boldsymbol{u}_{ref}$，当它落在小区间 Ⅰ 时，将其减去一个偏移矢量 $\boldsymbol{u}_1$ 就得到了新的空间电压矢量 $\boldsymbol{u}$、$\boldsymbol{u}_1$、$\boldsymbol{u}_2$、$\boldsymbol{u}_0$，再通过两电平的空间电压矢量计算方法就可以得到 $\boldsymbol{u}_0$($\boldsymbol{u}_7$)、$\boldsymbol{u}_1$、$\boldsymbol{u}_2$ 的作用时间 t_1、t_2、t_7，它们就是原有的三电平空间电压矢量 $\boldsymbol{u}_1$、$\boldsymbol{u}_7$、$\boldsymbol{u}_8$ 的作用时间，使计算得到简化。

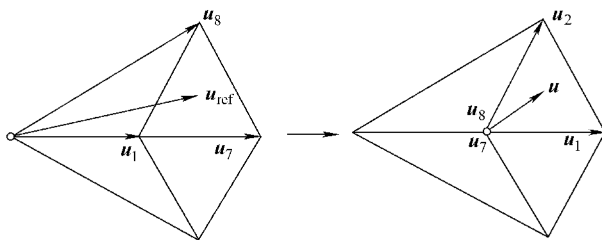


图 4-15　三电平空间矢量转换为二电平空间矢量

4.3.4 扇区两位数编号法[7]

1. 扇区的判断

这种简化算法是将空间电压矢量图中，各个扇区中的小区用两位数编号，便于编程确定参考电压落在哪个小区。两位数设置的含义是十位数表示扇区号，个

位数表示小区号，如图 4-16 所示。

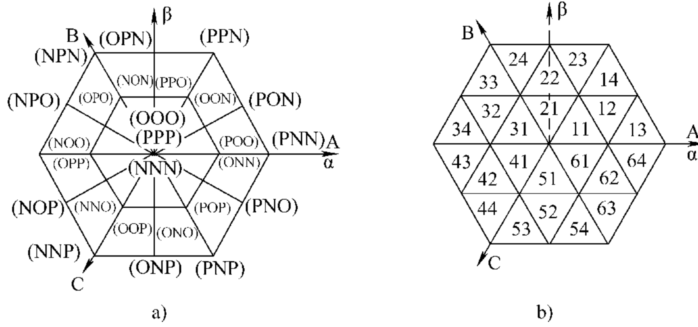


图 4-16　空间电压矢量图扇区两位数编号

a）扇区划分　b）扇区两位数编号

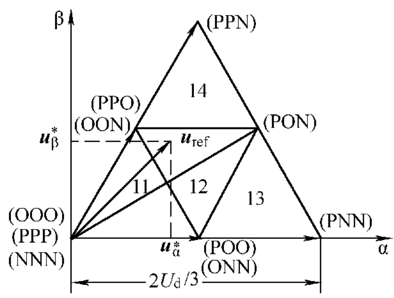


图 4-17　第一扇区空间电压矢量图

大扇区编号根据 u_α^*、u_β^* 的正负及幅值关系得到，以第一扇区为例介绍参考电压矢量所在小区的判断方法，其他扇区按此类推，但需将参考电压转化到第一扇区进行计算。

如图 4-17 所示，参考电压矢量为 $\boldsymbol{u}_{ref}$，长矢量幅值为 $2U_d/3$，按如下方式进行判断：

如果$\frac{3\sqrt{3}}{4}\frac{u_\alpha^*}{U_d}+\frac{3}{4}\frac{u_\beta^*}{U_d}<\frac{\sqrt{3}}{4}$，即（$\sqrt{3}u_\alpha^*+u_\beta^*$）$<1$，则 $\boldsymbol{u}_{ref}$在扇区 11；

如果$\frac{3\sqrt{3}}{4}\frac{u_\alpha^*}{U_d}-\frac{3}{4}\frac{u_\beta^*}{U_d}>\frac{\sqrt{3}}{4}$，即（$\sqrt{3}u_\alpha^*-u_\beta^*$）$>1$，则 $\boldsymbol{u}_{ref}$在扇区 13；

如果$\frac{3u_\beta^*}{2U_d}>\frac{\sqrt{3}}{4}$，即 $u_\beta^*>\frac{1}{2}$，则 $\boldsymbol{u}_{ref}$在扇区 14；

其他情况，$\boldsymbol{u}_{ref}$在扇区 12。

2. 矢量选择与矢量作用时间的计算

采用传统 7 段式 PWM 产生方式，以 N 型小矢量为起始矢量，为了减小输出电压中的共模电压（零序电压）含量，即避免产生中点电压不平衡（见第 4.4 节），在每个周期中使 P 型小矢量和 N 型小矢量的作用时间相等。以扇区Ⅰ为例，表 4-7 列出了矢量作用顺序。

表 4-7　矢量顺序

扇区号	矢量作用顺序
11	(ONN)→(OON)→(OOO)→(POO)→(OOO)→(OON)→(ONN)
12	(ONN)→(OON)→(PON)→(POO)→(PON)→(OON)→(ONN)
13	(ONN)→(PNN)→(PON)→(POO)→(PON)→(PNN)→(ONN)
14	(OON)→(PON)→(PPN)→(PPO)→(PPN)→(PON)→(OON)

每个基本电压矢量作用时间由伏秒平衡法则求得，表 4-8 列出了扇区 Ⅰ 不同小区各基本矢量作用的时间。这些公式也可用于参考矢量落在其他扇区作用时间的计算。此时应将参考电压矢量映射到第一扇区以便计算。

表 4-8　扇区 Ⅰ 不同小区各基本电压矢量作用时间

区域	T_a	T_b	T_c
11	(ONN)　AT_s	(OOO)　$T_s(1-B)$	(OON)　$2u_\beta^* T_s$
12	(ONN)　$T_s(1-2u_\beta^*)$	(PON)　$T_s(B-1)$	(OON)　$T_s(1-A)$
13	(ONN)　$T_s(2-B)$	(PON)　$2u_\beta^* T_s$	(PNN)　$T_s(A-1)$
14	(OON)　$T_s(2u_\beta^*-1)$	(PPN)　AT_s	(PON)　$T_s(2-B)$

表中：$A=\sqrt{3}u_\alpha^*-u_\beta^*$；$B=\sqrt{3}u_\alpha^*+u_\beta^*$。

4.4　中点电压平衡问题

4.4.1　逆变器中点电压波动的原因和控制

和两电平逆变器比较，中点电压波动是三电平逆变器的特点，其原因很多，比如网侧整流器造成的电容器电压固有的波动；负载动态过程中有功、无功功率的变化带来的波动等。前者当电容容量很大时，电容电压波动很小，一般不会影响系统的正常运行，而由于负载情况造成的波动则是必须要考虑的，本节着重讲述这个问题。根据经验，中点电压波动的大小不能超过直流母线电压的 5%，否则将使 IGBT 的耐压裕度大大降低。此时若只靠增加电容量来抑制中点电压波动，这不但增加了装置的成本和体积，其效果也不理想，故必须采取有效的中点电压控制方案。

中点电压控制方案很多，如在整流侧使用两套整流桥串联（通常为 12 脉波整流），其中点电位是固定的。又如可对整流器采用 PWM 控制，构成双 PWM 变频器，甚为有效；另一个比较有效的方案是采用 SVPWM 技术。

4.4.2　电压矢量与中点电流的关系

如上所述，三电平逆变器有四类空间电压矢量，这四类空间电压矢量中，三个零矢量工作时，直流母线电容并不向负载供应电流，所以不存在中点电压的波动问题。6 个大矢量工作时，直流母线串联电容同时向负载放电，充电也是同时进行，所以在此两种情况下，直流母线电容的工作状态均与两电平逆变器相类似，两组电容电压不会因逆变桥工作状态的组合不同而造成其电压出现大的偏差。但当六个小矢量的 12 个开关组合以及六个中矢量工作时，情况就不同了，见表 4-9。

表 4-9　开关状态对中点电位的影响

矢量类型	开关组合	对中点电压的影响
零矢量	（PPP），（OOO），（NNN）	无影响
小矢量（上组电容工作）	（POO），（PPO），（OPO） （OPP），（OOP），（POP）	有影响
小矢量（下组电容工作）	（ONN），（OON），（NON） （NOO），（NNO），（ONO）	有影响
中矢量	（PON），（OPN），（NPO） （NOP），（ONP），（PNO）	有影响
大矢量	（PNN），（PPN），（NPN） （NPP），（NNP），（PNP）	无影响

图 4-18 所示为各种矢量组合及电流流向对中点电压影响的示意图。图 4-18a 和图 4-18d 是中矢量作用时负载和直流母线间的能量流动，两个图中的电流流向不同；图 4-18b 和图 4-18e 是小矢量作用且上组电容单独工作时负载和直流母线间的能量流动，两个图的电流流向不同；图 4-18c 和图 4-18f 是小矢量作用且下组电容单独工作时负载和直流母线间的能量流动，同样两个图中的电流流向不同。从图中的开关组合及电流的流向可以看出，图 4-18a ~ 图 4-18c 中，电容 C_U 充电，电压升高，电容 C_L 电压降低，所以中点电压将会降低；而图 4-18d ~ 图 4-18f 中，电容 C_L 充电，电压升高，电容 C_U 电压降低，所以中点电压将会升高。

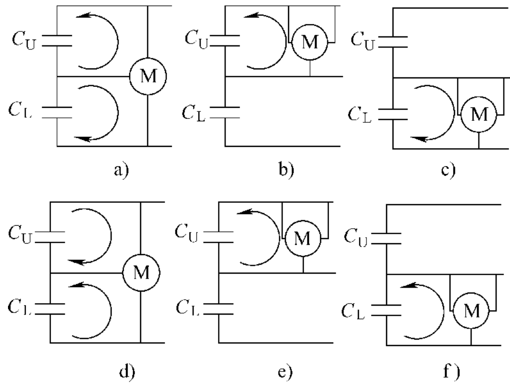


图 4-18　矢量组合及电流流向对中点电压的影响
a)、d) 中矢量　b)、c)、e)、f) 小矢量

在实现三电平 SVPWM 算法时，不同电压矢量、不同开关状态的组合会对直流母线的两组串联电容电压造成不同的影响，中点电压会产生变化。又由于控制算法的对称性，这种变化会呈现周期性，放电多的电容在各个调制波的输出周期中一直放电多，几个周期的累积，会造成一组电容无电压，所有直流母线电压全部压在另外一组电容上的情况，会导致电容的过电压击穿，所以必须对中点电压进行控制。中点电压的变化必定影响电流，各种开关状态对中点电流的影响见表 4-10，i_{NP}为中点电流，i_a、i_b、i_c 为中点电流属于哪一相的电流。

我们知道，三电平逆变器的三电平电路中，小矢量往往是成对出现。如果电

动机绕组中电流流向不变，任何一个小矢量中的两个开关状态组合对中点电压的影响正好相反，所以只要使它们成对出现，而且所对应的工作时间相同，正负相消，即可控制中点电压。中矢量没有小矢量这种反作用的功能，所以它们对中点电位的影响的作用就只好用作用相反的小矢量来消除。

表 4-10　各开关状态对中点电流的影响

开关状态		i_{NP}
小矢量	u(ONN)	i_a
	u(PPO)	i_c
	u(NON)	i_b
	u(OPP)	i_a
	u(NNO)	i_c
	u(POP)	i_b
冗余小矢量	u(POO)	$-i_a$
	u(OON)	$-i_c$
	u(OPO)	$-i_b$
	u(NOO)	$-i_a$
	u(OOP)	$-i_c$
	u(ONO)	$-i_b$
中矢量	u(PON)	i_b
	u(OPN)	i_a
	u(NPO)	i_c
	u(NOP)	i_b
	u(ONP)	i_a
	u(PNO)	i_c

4.4.3　抑制中点电压不平衡的控制方法

控制中点电压平衡的方法有三种：

第一种为开环控制，就是尽量发挥成对的小矢量的作用，中矢量则依照其自身的对称性，在一个大周期中自动来平衡中点电位。但这种平衡是一种稳态下的平衡，中点电压还是会有比较大的纹波，需要硬件支撑，即要选用较大的滤波电容，会使成本增高、体积增大，故不可取。

第二种为闭环控制，需要实时检测中点电压，如果出现不平衡，则根据偏差情况和电流的方向调整相应的小矢量的作用时间，将中点电位拉回到平衡。

第三种方法是将两组串联的直流母线电容分别经两个整流桥由两组电源供电，也能解决中点电压平衡的问题，但这也会增加硬件，增加投资成本，而且也

不属于本书所要讲述的内容，可参看有关文献。

据此，解决中点电压平衡一般只用第二种方法，具体解决的方案有多种思路，下面简要介绍三种，以后陆续介绍有关文献资料。无论哪一种方法，均要遵守两个基本原则，即为了防止电压跳变和确保输出电压波形光滑，所得的开关模式不允许在两电平变化的 P 和 N 之间移动和原则上不允许两相同时进行开关动作，再就是一般以小矢量为起始矢量。

（1）调节小矢量占空比法[4]

这也是利用正负两组小矢量对中点电压的影响相反，控制它们的工作时间以达到平衡的方法，所不同的是不用根据上下滤波电容直流电压之差改变该占空比，而是按外、中、内小三角形计算占空比。下面讲述占空比的求法。

1）外小三角形。外小三角形如图 4-19 所示，其合成电压表达式如下：

$$\boldsymbol{u}_{\mathrm{ref}} = D_{\mathrm{so}}U_{\mathrm{so}} + D_{\mathrm{M}}U_{\mathrm{M}} + D_{\mathrm{L}}U_{\mathrm{L}} \tag{4-13}$$

式中　U_{so}、U_{M}、U_{L}——小矢量、中矢量、长矢量的幅值；

D_{so}——小矢量的占空比，$D_{\mathrm{so}} = t_{\mathrm{so}}/T_{\mathrm{s}}$；

D_{M}——中矢量的占空比，$D_{\mathrm{M}} = t_{\mathrm{M}}/T_{\mathrm{s}}$；

D_{L}——长矢量的占空比，$D_{\mathrm{L}} = t_{\mathrm{L}}/T_{\mathrm{s}}$。

根据平行四边形法则，可有

$$\begin{aligned} D_{\mathrm{M}} &= 2M \cdot \sin\theta \\ D_{\mathrm{L}} - D_{\mathrm{so}} &= 2M \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right) \\ D_{\mathrm{so}} + D_{\mathrm{M}} - D_{\mathrm{L}} &= 1 \end{aligned} \tag{4-14}$$

式中　M——调制系数，$M = \dfrac{U_{\mathrm{m}}}{\sqrt{3}U_{\mathrm{d}}} \leqslant 1$；

U_{m}——最大相电压幅值。

由式（4-14）可得

$$\begin{aligned} D_{\mathrm{M}} &= 2M \cdot \sin\theta \\ D_{\mathrm{L}} &= 1/2 - M \cdot \sin\theta + M \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right) \\ D_{\mathrm{so}} &= 1/2 - M \cdot \sin\theta - M \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right) \end{aligned} \tag{4-15}$$

可看到在外部小三角形区域，有两个因素决定中线电流。一个为不可调节的中矢量，另一个为可调节的小矢量。其中在 D_{so}期间，可以通过正（ONN）和负（POO）小矢量来调节中线电流。所以，小矢量 U_{so}（ONN）的占空比可以表示为 $(1 + M_{\mathrm{so}})D_{\mathrm{so}}/2$；而小矢量 U_{so}（POO）的占空比可以表示为 $(1 - M_{\mathrm{so}})D_{\mathrm{so}}/2$。其中 M_{so}为正或负小矢量的调制度，$M_{\mathrm{so}} \in [-1, 1]$。因此中线电流可用下式表示：

$$i_{NP} = D_M i_b + M_{so} D_{so} i_a \tag{4-16}$$

从式（4-16）看到，调节 $M_{so} D_{so} i_a$ 可以控制中线电流的大小和方向，从而控制了中点电压的平衡。但是中线电流还受到负载电流及占空比的影响，它们将制约中点电压的平衡。

2）中部小三角形。中部小三角形如图4-20所示，其参考电压的合成表达式如下：

$$\boldsymbol{u}_{ref} = D_{so} U_{so} + D_{sL} U_{sL} + D_M U_M \tag{4-17}$$

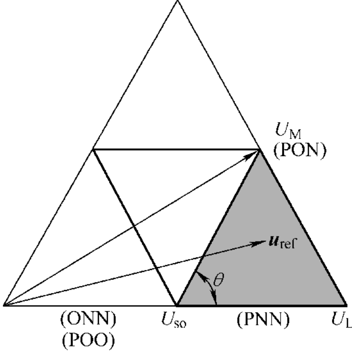


图4-19　外部小三角形电压合成

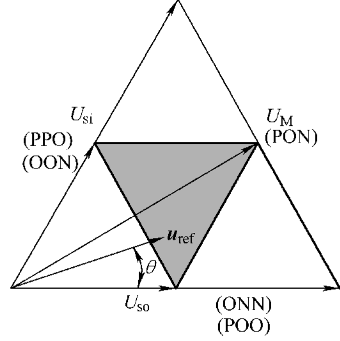


图4-20　中部小三角形电压合成

中点电压可由两个不同方向的小矢量调制平衡。

$$D_M = -1 + M(\sin\theta + \sqrt{3}\cos\theta)$$
$$D_{sL} = 1 + M(\sin\theta - \sqrt{3}\cos\theta)$$
$$D_{so} = 1 - 2M\sin\theta \tag{4-18}$$

同时

$$U_{so} = \frac{U_d}{3}$$

$$U_{sL} = \frac{U_d}{3} e^{j\frac{\pi}{3}}$$

$$U_M = \frac{U_d}{\sqrt{3}} e^{j\frac{\pi}{3}}$$

$$\boldsymbol{u}_{ref} = U_M e^{j\theta}$$

将式（4-18）带入式（4-17）中，解得

$$D_M = -1 + M(\sin\theta + \sqrt{3}\cos\theta)$$
$$D_{sL} = 1 + M(\sin\theta - \sqrt{3}\cos\theta)$$
$$D_{so} = 1 - 2M\sin\theta \tag{4-19}$$

因此该区域的中线电流可表示为

$$i_{NP} = D_M i_b + (M_{so} D_{so} i_a + M_{sL} D_{sL} i_c) \tag{4-20}$$

式中　M_{so}和M_s——小矢量的调制度。

式（4-20）与式（4-16）比较，在式（4-20）中由于存在两个可以调节的小矢量，因此，在该区域更有利于中点电压的平衡。

3）内部小三角形。用同样方法求得图4-21所示的内部小三角形的占空比和中点电流表达式。

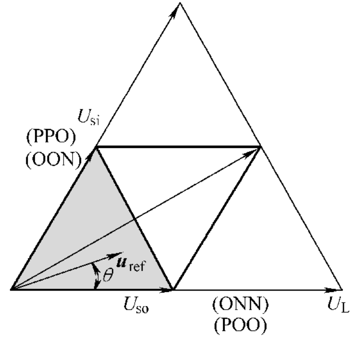


图4-21　内部小三角形区域电压合成

合成参考电压为

$$\boldsymbol{u}_{ref}=D_{so}U_{so}+D_{sL}U_{sL}+D_{so}U_{so} \quad (4\text{-}21)$$

式中　U_{so}——零矢量电压。

占空比为

$$D_{sL}=2M\sin\theta$$

$$D_{so}=2M\sin\left(\frac{\pi}{3}-\theta\right) \quad (4\text{-}22)$$

$$D_M=1-2M\sin\theta-2M\sin\left(\frac{\pi}{3}-\theta\right)$$

中线电流为

$$i_{NP}=M_{so}D_{so}i_a+M_{sL}D_{sL}i_c \quad (4\text{-}23)$$

从式（4-23）可以看到，中线电流只含可以调制的小矢量，而不含不可调制的中矢量。所以内部区域的参考电压矢量更有利于中线电流的调节，同时有利于中点电压的平衡。总之，当电压矢量旋转，稳定运行时，电压矢量只可能在扇区Ⅰ和扇区Ⅱ合成，改变ω，可以调节输出频率，改变各占空比D，可以调节输出电压大小，并且通过小矢量占空比调节还实现了中点电压的平衡。

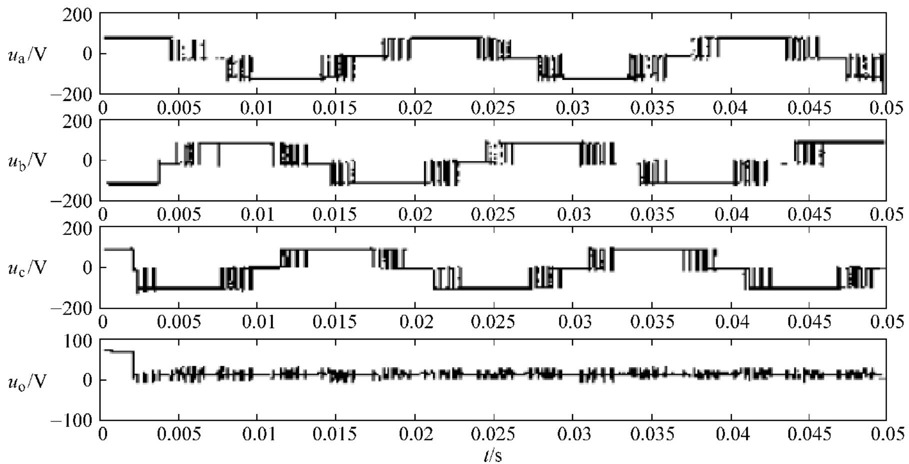


图4-22　三电平逆变器仿真实验电压波形

接有 $R-L$ 负载，输出各相电压仿真波形如图 4-22 所示，其中波形 u_o 是输入电容两端电压之差，即平衡电压波形，输出频率为 $f_o=50\text{Hz}$。从实验表明，以上的基于电压空间矢量的电压平衡算法是可行的，中点电压可以达到一定范围的平衡。通过三电平的采用，它的输出相电压波形将更近似于正弦波，在相同开关频率条件下，大大降低了谐波污染。

（2）优化调制策略小矢量选择法[6]

在三电平变换器合成电压矢量时，可用冗余矢量实现新的算法，比如减少开关时间及功率设备的开关损耗，其核心思想是每次每相只有一个开关状态改变。也就是说，对于每相桥臂的两对互补开关，每次电压矢量变换时仅有一相一对互补的开关动作，即每次只增大或减小一位，使发生切换的开关数达到最小。如图 4-23 所示，当参考矢量落入到区间 c 时，开关状态的改变只能是 211 – 210 – 110 – 100 或 221 – 211 – 210 – 110 这两个序列。

同理，图 4-23 中其他区域中的开关状态的导通次序也可得出，见表 4-11。

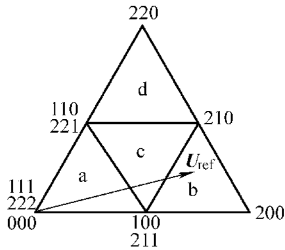


图 4-23　一个扇区调制情况

当参考矢量连续变换时，例如从区域 a 转移到区域 c 时，为使切换的开关数最小，要选择区域 a 中的导通次序 ii）和 iii），因为这两种导通次序与区载 c 中的导通次序相互衔接，在切换时就可以不使开关状态发生突变。同理，在区域 b 和 d 中，只有一种导通次序，当从区域 b 转向区域 c 时，要选区域 c 中的导通次序 i），从区域 c 转向区域 d 时，要选区域 c 中的导通次序 ii）；这样就能根据参考矢量的位置及转移方向确定哪些开关导通及其导通次序了。从以上开关状态切换中也可看出，必须选择冗余矢量作为开关序列的起始和终止矢量，并且对于冗余矢量是奇数的开关状态，不宜作为序列的起始和终止。

表 4-11　开关状态切换次序

区域	导通次序
A	i）000 – 100 – 110 – 111 ii）211 – 111 – 110 – 100 iii）211 – 211 – 111 – 110 iv）222 – 221 – 211 – 111
B	211 – 210 – 200 – 100）
C	i）211 – 210 – 110 – 100 ii）221 – 211 – 210 – 110
D	221 – 220 – 210 – 110

本方式的思路是通过考虑开关损耗直接控制小矢量 SP、SN 的开关时间以稳定中点电位。如上所述，中矢量是不可控的，一般作为扰动量来处理；而小矢量存在冗余开关状态，可以通过对小矢量的处理来平衡中点电压，并补偿由中矢量引起减小开关损耗和输出电压 du/dt，每次开关状态变化时，只有一相一对互补的开关动作，并且变动值是循环八段式控制。在控制中点电位的同时，要注意避免由于舍去某些开关状态而增加开关损耗和输出电压的 du/dt 的情况发生。下面举例说明。如图 4-23 所示，若参考矢量落入扇区 1 中，其空间矢量的调制顺序为 211－210－110－100－100－110－210－211。为了不增加开关，并确保扇区间的平滑过渡，中点控制方法只能对开关状态 211 和 100 进行取舍。由表 4-11 可知，开关状态 211 和 100 引入的中点电流分别为 i_c 和 $-i_c$（以电流流出中点电位为参考方向）。在中点控制方法中，检测 c 相电流的方向，并根据此时上下侧直流电容 $\Delta U_{NP}=U_{c1}-U_{c2}$的大小对开关状态 211 和 100 进行取舍。若中点电位偏低，即 $\Delta U_{NP}<0$，则舍去使电流从中点流出的开关状态，保留使电流流入中点的开关状态；反之，如果中点电位偏高即 $\Delta U_{NP}>0$，则舍去使电流流入中点的开关状态，而保留使电流流出中点的开关状态。具体的取舍方法见表 4-12。

表 4-12　具有中点电位平衡算法的优化调制策略

扇区	中点电位计算	相关相电流检测	优化调制序列
a ii)	$\Delta U_{NP}>0$	$i_c>0$	211－111－110－110－111－211
		$i_c<0$	111－110－100－100－110－111
	$\Delta U_{NP}<0$	$i_c>0$	111－110－100－100－110－111
		$i_c<0$	211－111－110－110－111－211
a iii)	$\Delta U_{NP}>0$	$i_c>0$	221－211－111－111－211－221
		$i_c<0$	211－111－110－110－111－211
	$\Delta U_{NP}<0$	$i_c>0$	211－111－110－110－111－211
		$i_c<0$	221－211－111－111－211－221
B	$\Delta U_{NP}>0$	$i_a>0$	211－210－200－200－210－211
		$i_a<0$	210－200－100－100－200－210
	$\Delta U_{NP}<0$	$i_a>0$	210－200－100－100－200－210
		$i_a<0$	211－210－200－200－210－211
c i)	$\Delta U_{NP}>0$	$i_c>0$	211－210－110－110－210－211
		$i_c<0$	221－211－210－210－211－221
	$\Delta U_{NP}<0$	$i_c>0$	221－211－210－210－211－221
		$i_c<0$	211－210－110－110－210－211

（续）

扇区	中点电位计算	相关相电流检测	优化调制序列
c ii）	$\Delta U_{NP}>0$	$i_a>0$	211 - 210 - 110 - 110 - 210 - 211
		$i_a<0$	210 - 110 - 100 - 100 - 210 - 210
	$\Delta U_{NP}<0$	$i_a>0$	210 - 110 - 100 - 100 - 110 - 210
		$i_a<0$	211 - 210 - 110 - 110 - 210 - 211
D	$\Delta U_{NP}>0$	$i_c>0$	220 - 210 - 110 - 110 - 210 - 220
		$i_c<0$	221 - 220 - 210 - 210 - 220 - 221
	$\Delta U_{NP}<0$	$i_c>0$	221 - 220 - 210 - 210 - 220 - 221
		$i_c<0$	220 - 210 - 110 - 110 - 210 - 220
$a-d$	$\Delta U_{NP}=0$	无需判断	调制顺序不变

由于各扇区具有对称性，使用相同的方法分析，即可得到所有扇区的调制方法。该中点控制方法的优点在于实现简单，鲁棒性强，缺点是中点电位仍会在小范围内波动，且中点电位的波形中会含有高频分量。

（3）随机控制中点电压平衡系统[8]

下面介绍一个具有独特的中点电压平衡控制又兼顾矢量选择的算法实例，这是一个随机控制系统。第三章曾讲述了两电平随机 SVPWM 控制，这是一种用合成周期构成有限状态机（FSM）为基础的随机 SVPWM 的方式。由于两电平随机 SVPWM 控制可以推广到三电平，下面就讲述三电平随机 SVPWM 控制。

三电平随机 SVPWM 控制和两电平随机 SVPWM 控制一样要使用有限状态机，但合成周期不同，因为三电平矢量增多，另外三电平逆变器还有一个中点直流电压平衡问题，因此首先要解决合成周期构成问题。

三电平空间矢量如图 4-24 所示，分为大、中、小三类，每个矢量的开关状态示于图中。整个开关周期分为 6 个大扇区 Ⅰ ~ Ⅵ。图 4-25 所示为直流电压平衡示意图。

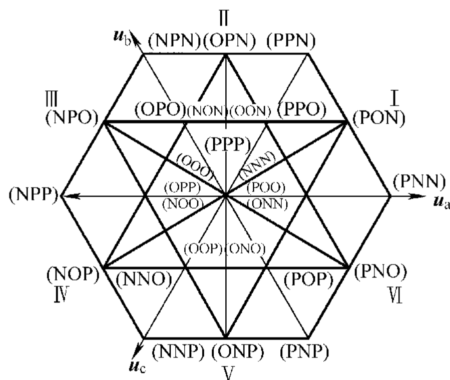


图 4-24　三电平空间矢量

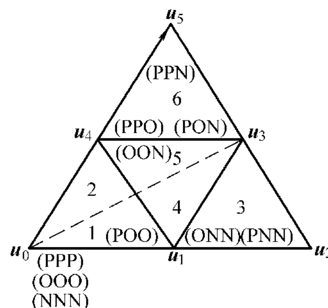


图 4-25　直流电压平衡示意图

在扇区Ⅰ中，作一条中分线作为中点平衡线，即将扇区Ⅰ分为6个小三角区1～6；$\boldsymbol{u}_1$、$\boldsymbol{u}_4$ 为小矢量，因此均有P型和N型两个状态，即 $\boldsymbol{u}_{1N}\boldsymbol{u}_{1P}$ 和 $\boldsymbol{u}_{4N}\boldsymbol{u}_{4P}$。为了保持直流电压的平衡，使流过直流电容的电流尽量相等，当参考电压矢量落入2、5、6区的范围时，因为参考矢量与 $\boldsymbol{u}_4$ 更加接近，所以都参与矢量分配。由于参与合成的矢量受到了一定限制，对于可行合成周期的选择有着重要的影响。以参考电压矢量落入5区为例，根据直流电压平衡条件，兼顾合成原则，参与合成的基本矢量只能是 $\boldsymbol{u}_{4N}$、$\boldsymbol{u}_{4P}$、$\boldsymbol{u}_{1P}$、$\boldsymbol{u}_3$。再依据合成原则进行排列，得到4种可行的合成周期，表4-13给出了Ⅰ区1～6的合成周期，考察4种合成周期之间的相互关系，发现第二章图2-29两电平的FSM的关系仍然适用。这种随机调制策略对两电平、三电平具有统一的FSM关系。

表4-13　Ⅰ区1～6的合成周期

Ⅰ区	S_1	S_2	S_3	S_4
1	$\boldsymbol{u}_{1P}\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_{4N}$	$\boldsymbol{u}_{1N}\boldsymbol{u}_{4N}\boldsymbol{u}_0$	$\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_{4N}\boldsymbol{u}_{1N}$	$\boldsymbol{u}_{4N}\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_{1P}$
2	$\boldsymbol{u}_{4P}\boldsymbol{u}_{1P}\boldsymbol{u}_0$	$\boldsymbol{u}_{4N}\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_{1P}$	$\boldsymbol{u}_{1P}\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_{4N}$	$\boldsymbol{u}_0\boldsymbol{u}_{1P}\boldsymbol{u}_{4P}$
3	$\boldsymbol{u}_{1P}\boldsymbol{u}_3\boldsymbol{u}_2$	$\boldsymbol{u}_{1N}\boldsymbol{u}_2\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_3\boldsymbol{u}_2\boldsymbol{u}_{1N}$	$\boldsymbol{u}_2\boldsymbol{u}_3\boldsymbol{u}_{1P}$
4	$\boldsymbol{u}_{1P}\boldsymbol{u}_3\boldsymbol{u}_{4N}$	$\boldsymbol{u}_{1N}\boldsymbol{u}_{4N}\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_3\boldsymbol{u}_{4N}\boldsymbol{u}_{1N}$	$\boldsymbol{u}_{4N}\boldsymbol{u}_3\boldsymbol{u}_{1P}$
5	$\boldsymbol{u}_{4P}\boldsymbol{u}_{1P}\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_{4N}\boldsymbol{u}_3\boldsymbol{u}_{1P}$	$\boldsymbol{u}_{1P}\boldsymbol{u}_3\boldsymbol{u}_{4N}$	$\boldsymbol{u}_3\boldsymbol{u}_{1P}\boldsymbol{u}_{4P}$
6	$\boldsymbol{u}_{4P}\boldsymbol{u}_5\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_{4N}\boldsymbol{u}_3\boldsymbol{u}_5$	$\boldsymbol{u}_5\boldsymbol{u}_3\boldsymbol{u}_{4N}$	$\boldsymbol{u}_3\boldsymbol{u}_5\boldsymbol{u}_{4P}$

根据区同样的分析、选择、排列过程，可以获得其他5个扇区的合成周期表。

运行时同两电平时一样，将每一个开关周期分为 N 个合成周期，由随机特征数 R 来控制合成周期之间转换，并对开关周期的第一个和最后一个合成周期进行定值。必须强调的是，在每个合成周期内，3个合成矢量的作用时间必须满足下式中的 T_a、T_b、T_c 的相互比例关系。

$$\begin{aligned} u_a : u_b : u_c &= T_a : T_b : T_c \\ T_a + T_b + T_c &= T_s \end{aligned} \tag{4-24}$$

实验证明，这种随机控制系统可以获得较平稳的直流电压平衡。

由于FSM关系可用可编程逻辑阵列（PLA）及寄存器获得，所以采用这种策略形成PWM发生器较易于数字化实现。

4.5　三电平SVPWM算法的特点与电压矢量的优化[1]

首先讲述三电平SVPWM算法的主要特点，也就是与两电平不同的地方。

三电平逆变器常用的是二极管钳位式三相逆变器，其构造已于前面讲过。对其进行控制时，与两电平逆变器的不同之处，主要有两个突出的特点。其一是三电平 SVPWM 空间电压矢量有 19 种之多，自由度很大，因此选择电压矢量有一个优化问题，选择的重点是不允许出现过高的 du/dt；其二是如上所述，用中矢量时会出现中点不平衡问题，影响系统正常运行。因此制订控制方案必须解决这两个问题。

一般认为，电压幅值跳变问题最严重，因此在优化选择时，电压幅值跳变问题优先级最高，中点电位问题次之，其后才考虑转矩和磁链的影响。关于转矩、磁链的问题，若不能同时满足磁链和转矩的要求，应该先考虑转矩的影响；但如果磁链幅值误差过大，转矩的性能也会变差，据此可得出一个基本电压矢量选择优先级别方案见表 4-14，表中列出了各种因素的优先考虑级别，可作选择矢量的参考。

表 4-14　矢量选择中各种因素的优先级别

影响因素	潜在危害	优先级	处理方案
过高的电压幅值跳变	对逆变器或负载冲击太大，损伤绝缘	1	选择 du/dt 小的矢量过渡
中点电位偏移超限	可能超过电容或 IGBT 的耐压	2	选择短矢量和中矢量调节中点电位
磁链误差小，转矩有偏差	转矩偏差，脉动大	3	选择满足转矩要求的矢量
磁链误差很大，转矩有偏差	转矩偏小或电动机发热	4	选择满足磁链要求的矢量

为了正确选择电压矢量和控制中点电压波动，这里推荐一个优化矢量表。首先，以 12 个中长矢量（$\boldsymbol{u}_1 - \boldsymbol{u}_{12}$）为角分线将 αβ 平面划分成 12 个扇区，如图 4-26 所示。根据这 12 个扇区的划分方法，直接套用直接转矩控制的原理，得出优化矢量表，见表 4-13。其中对于非零矢量的选择方案，都有两个可以选择的矢量，分别设为 $\boldsymbol{u}_1$ 和 $\boldsymbol{u}_2$。

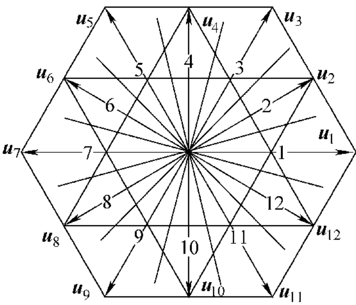


图 4-26　扇区的划分

值得注意的是，如果直接使用这个优化矢量表来实现三电平直接转矩控制，仍然不可避免地会出现过高的电压幅值跳变和中点电压偏移问题。因此，在实际应用中，$\boldsymbol{u}_1$ 和 $\boldsymbol{u}_2$ 只是一个中间值，并不一定代表对应该方向的中长矢量。在得到的 $\boldsymbol{u}_1$ 和 $\boldsymbol{u}_2$ 的值后，就要根据前面表 4-15 中所列的优先级，逐步选出合适的矢量。

以上所述可供设计 SVPWM 控制方案时参考。

表 4-15　12 矢量法的优先矢量表

目标	可选矢量
增加磁链和转矩	$\boldsymbol{u}_1=\boldsymbol{u}_{k+1}$，$\boldsymbol{u}_2=\boldsymbol{u}^*_{k+2}$
增强磁链减少转矩	$\boldsymbol{u}_1=\boldsymbol{u}_{k-1}$，$\boldsymbol{u}_2=\boldsymbol{u}^*_{k-2}$
减弱磁链增加转矩	$\boldsymbol{u}_1=\boldsymbol{u}_{k+4}$，$\boldsymbol{u}_2=\boldsymbol{u}^*_{k+5}$
减小磁链和转矩	$\boldsymbol{u}_1=\boldsymbol{u}_{k-4}$，$\boldsymbol{u}_2=\boldsymbol{u}^*_{k-5}$
略微减小磁链和转矩	零矢量

* 其中 k 是图 4-27 中的扇区号，$k=1\sim12$，（当 $k>12$ 时，$k=k-12$；当 $k<1$ 时，$k=k+12$）通常首选 $\boldsymbol{u}_1$。

参 考 文 献

[1] 李永东，肖曦. 大容量多电平变换器［M］. 北京：科学出版社，2003.
[2] 胡崇岳. 现代交流调速技术［M］. 北京：机械工业出版社，1998.
[3] 陈国呈. PWM 逆变技术及应用［M］. 北京：中国电力出版社，2003.
[4] 周志敏，周纪海. 逆变电源实用技术［M］. 北京：中国电力出版社，2005.
[5] 张皓，高压大功率调速系统［M］. 北京：机械工业出版社，2006.
[6] 康劲松，张烨. 多电平变流器在风力发电系统中的应用［J］. 中国电机工程学报，2009（29）.
[7] 黄全，陈春阳，孙鹏飞，等. 三电平逆变器 SVPWM 的 FPGA 实现［J］. 电力电子技术：2009（12）.
[8] 刘佳宇，袁秀湘. 基于 FSM 实现随机空间电压矢量 PWM 的新策略［J］. 电力电子技术：2006（3）.

第 5 章　三电平 SVPWM 技术的应用

三电平 SVPWM 技术的应用仍以变频调速系统用得较多，由于三电平逆变器具有输出电平增加，输出波形阶梯增多，谐波减少，电压跳变减少等特点，加上钳位式逆变器使开关器件耐压定额降低，使成本也随之降低，因此特别适合于高压异步电动机变频调速，因此三电平 SVPWM 技术普遍用于高压电动机调速系统。高压电动机调速系统和低压电动机调速系统的控制策略一样，主要是矢量变换控制和直接转矩控制，目前情况是直接转矩控制研究和应用得较多。本章主要讲述矢量变换控制和直接转矩控制，然后讲述三电平 PWM 变压器的结构、工作原理及 SVPWM 控制，以及应用 SVPWM 技术的双 PWM 变频调速系统。

5.1　三电平 SVPWM 技术在矢量变换控制中的应用

5.1.1　NPC 逆变器矢量控制调速系统的构成与控制原理

异步电动机矢量控制调速常用的是转子磁链定向控制，其工作原理已于第 3 章讲述，主要是将三相电压、电流交流量通过旋转坐标系变换变成直流量进行控制，从而使三相异步电动机获得与直流电动机相同的控制特性，具有良好的动稳态性能。

目前高压电动机变频调速用的三电平逆变器常用二极管钳位式，其结构如图 5-1 所示，其优点已在上一章讲述。图 5-2 所示为一个三电平逆变器异步电动机转子磁链定向调速系统矢量控制框图，属于双闭环调节方式；和第 3 章图 3-4 不同之处是：

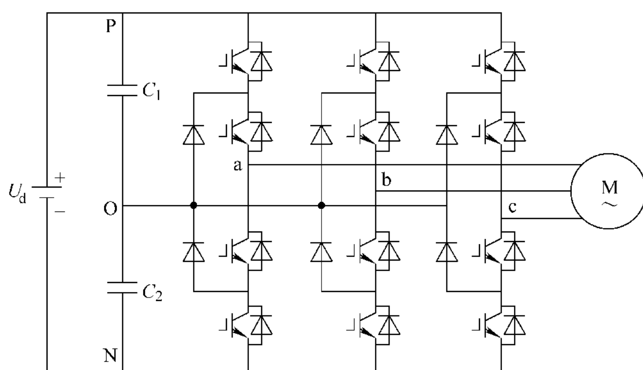


图 5-1　二极管钳位式三电平逆变器

1）两电平矢量控制系统为无传感器系统，转速用数学模型计算出来；三电

平控制系统则为有传感器系统，转速是用测速发电机测出（也可用光电码盘）。

2）3/2 坐标转换只用电流，未用电压；

3）用电流型磁链观测器取代转子磁链观测器，因此简化线路。

必须说明的是，图 5-2 系统不是唯一的，可以有多种系统结构，供读者选择或自行设计。

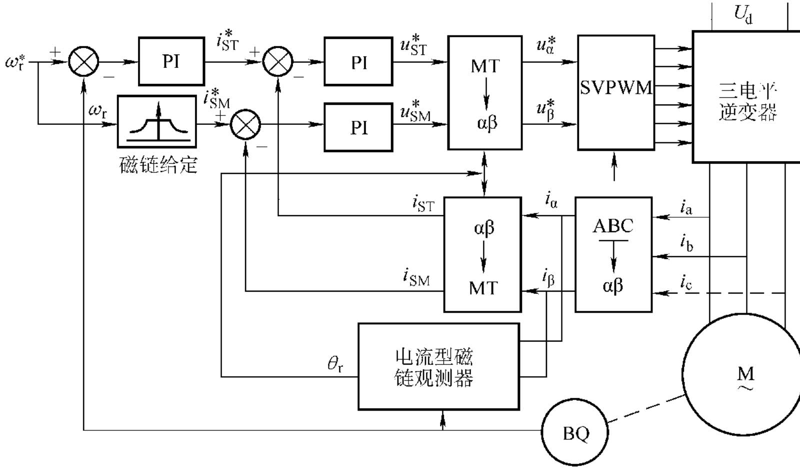


图 5-2　转子磁链定向调速系统框图

整个系统由磁链闭环和转速闭环两个部分所组成，SVPWM 为三电平空间矢量调制环节。系统中有 3 次坐标变换：一次为三相坐标系变两相坐标系（ABC/αβ），将三相电流变换为 i_α 和 i_β，变换的目的是不计入零序分量。这里只取两相 i_a、i_b，因为三相 $i_a+i_b+i_c=0$，i_c 可以计算出来，简化了硬件。接下来的一次坐标变换为 αβ/*MT* 变换（转子磁场定向），将交流量 i_α 和 i_β 变换成直流量 i_{SM}、i_{ST}；另一次坐标变换为反变换，将 *MT* 坐标系变换为 αβ 坐标系，将直流量转为交流量作为给定控制控制电压 u_α^* 和 u_β^*（前面有电流电压转换器），进入 SVPWM 环节，按第 2 章图 2-25 所示算法进行计算，得到参考电压矢量 $\boldsymbol{u}$（$\boldsymbol{u}_{ref}$）。

磁链观测是一个电流型观测器，其用途是提供一个转子磁链角 θ_r，供构成 $\sin\theta_r$、$\cos\theta_r$ 之用，其数学模型如下式：

$$\left.\begin{aligned}\psi_{r\alpha i}&=\frac{1}{T_r p+1}\left(L_m i_{s\alpha}-\omega_r T_r \psi_{r\beta i}\right)\\ \psi_{r\beta i}&=\frac{1}{T_r p+1}\left(L_m i_{s\beta}+\omega_r T_r \psi_{r\alpha i}\right)\\ \psi_{ri}&=\sqrt{\left(\psi_{r\alpha i}^2+\psi_{r\beta i}^2\right)}\\ \theta_{\psi i}&=\arctan\left(\frac{\psi_{r\beta i}}{\psi_{r\alpha i}}\right)\end{aligned}\right\}\tag{5-1}$$

式中　L_m——定转子互感；

T_r——转子时间常数；

ω_r——转子转速；

$\psi_{r\alpha i}$、$\psi_{r\beta i}$——磁链观测器观测出的转子磁链 αβ 分量；

ψ_{ri}、$\theta_{\psi i}$——磁链观测器观测的转子磁链幅值和电角度（即转子磁链 ψ_r 和图中的 θ_r）。

θ_r 参与 MT /αβ 变换及 αβ /MT 反变换。

电流型磁链观测器宜于用在电动机转速较低的场合，但它获得转子磁链的精确度直接受到转子时间常数 T_r、定子绕组自感 L_s 和定转子互感 L_m 等的影响。当异步电动机带负载运行时，由于负载是变动的，电动机的温升也随着负载的不同而变化。这就使转子时间常数 T_r 的值在大范围内发生变化，降低了这种磁链模型的精度。为了保证磁链不受转子转速的影响，可采用电压型的转子磁链观测器。

在转速闭环控制中，速度给定值 ω^* 和通过测速机获得的速度反馈值 ω_r 相比较，经过 PI 调节器，得到定子转矩电流的给定值 i_{ST}^*。此给定值和转矩电流反馈值 i_{ST} 比较，再经过 PI 调节器及电流电压转换器，可以获得达到该转速需要的转矩电压给定值 u_{ST}^*。

在磁链闭环调节部分中，给定转速 ω^* 通过磁通函数表（即前述的磁链函数发生器）得出给定磁链值相应的励磁电流给定值 i_{SM}^*，和经过坐标变换得到的实际的励磁电流反馈值 i_{SM} 相比较后，进入磁链调节器得出给定励磁电流 i_{SM}^*，也通过电流电压变换器得到给定磁链电压 u_{SM}^*。

两个闭环输出输 u_{ST}^* 和 u_{SM}^* 同时输入 MT/αβ 坐标系变换，得到交流量给定值 u_α^* 和 u_β^*。

5.1.2　SVPWM 算法

给定值 u_α^* 和 u_β^* 这两个数据，包含着解耦后磁链和转矩自动连续控制信息，进入 SVPWM 环节后，先经 K/D 坐标变换得出参考电压 $\boldsymbol{u}_{ref}$，采样得来的 ω，经过积分得到 θ，再用 SVPWM 算法，准确地求出驱动三电平逆变器的三相开关信号、持续时间与开关序列，以保证系统良好的动、稳态性。由于逆变器是三电平，因此就要用三电平算法。可以采用按上一章所述的传统算法，也可以采用其他算法。如前所述，$\boldsymbol{u}_{ref}$ 和 θ 进入 SVPWM 算法单元后，在一个采样周期内，依次按以下 5 个步骤进行。

1. 确定哪一个扇区，哪一个小区

首先用 $K = \theta/60 + 1$ 确定参考矢量落在哪个扇区，然后再确定哪个小区，可

用两种方法：一种是前章所述传统算法中的方法，即使用“3个判据”和表4-4的内容来确定，应注意的是，这时的θ是经过计算了的θ；另一种方法是上一章扇区两位数编号法，按公式计算再确定小区。

2. 确定合成参考电压矢量的三个基本矢量

找到了小区，小区三角形顶点即是合成参考矢量的三个基本矢量，问题是三个矢量如何排列。一般常以小矢量为首发矢量，这样可以有效地避免扇区切换过程中发生矢量突变，确保平滑的输出的电压波形。

3. 确定三个矢量的作用时间

每个基本矢量作用时间可用伏秒平衡法则可求得，但应注意一个问题，如以N型小矢量为起始矢量，为了减小输出电压中的共模电压（零序电压）含量，即避免产生中点电压不平衡，在每个周期中使P型小矢量和N型小矢量的作用时间相等，反之亦然。

4. 确定输出次序以及各相输出电平的作用的时间，发送开关状态序列

输出次序一般采用传统7段式PWM产生对称调制方式，按照上述原则排出输出顺序，按计算的时间，得出调制波形。

5. 确定三个矢量对应的开关状态

有了调制波便可得出三相发送开关状态序列，可参考图4-10和图4-11。

5.1.3 中点电压平衡问题的其他解决方法

中点电压平衡问题是三电平逆变器存在的特殊问题，上一章已经做了详细的讨论，这里介绍一些简便的解决方法。

1. 计算方法

设图5-1逆变器直流侧两个电容，$C_1=C_2$，则逆变器电容电压和逆变器中点输出电流之间符合如下关系：

$$C_2\frac{\mathrm{d}U_{c2}}{\mathrm{d}t}=-C_1\frac{\mathrm{d}U_{c1}}{\mathrm{d}t}=\frac{i_O}{2} \qquad (5\text{-}2)$$

式中　i_O——中点流出的电流。

假设三电平逆变器的三相开关函数为S_a，S_b，S_c

$$S_a,\ S_b,\ S_c\in\{0,\ 1,\ 2\}$$

定义函数$S_a(I)$

$$S_a(I)\begin{cases}=1 & \text{当 } S_a=1\\ =0 & \text{其他}\end{cases} \qquad (5\text{-}3)$$

同样定义$S_b(I)$、$S_c(I)$，则在某瞬间中点电流和开关函数、三相电流的表达式为

$$i_O=i_aS_a(I)+i_bS_b(I)+i_cS_c(I) \qquad (5\text{-}4)$$

这样，在一个开关周期内，根据式（5-2）、式（5-4）以及前章计算占空比的公式，就可以得到中点电压偏差和零序分量的关系，计算出最优的开关状态和开关序列。

2. 两电平法[10]

两电平法实际是上一章简化算法的具体化。设参考电压位于扇区Ⅰ的B小区（见图4-8），将图5-3a中$\boldsymbol{u}_7$、$\boldsymbol{u}_{13}$、$\boldsymbol{u}_{12}$、$\boldsymbol{u}_6$、$\boldsymbol{u}_0$、$\boldsymbol{u}_2$围成一个正六角形，如图5-3b所示，相当于一个两电平空间矢量图，$\boldsymbol{u}_1$为0位置，参考矢量$\boldsymbol{u}_{\mathrm{ref}}$处于扇区Ⅰ，得出新的参考矢量$\boldsymbol{u}_{\mathrm{ref}}^*$，$\boldsymbol{u}_{\mathrm{ref}}^*=\boldsymbol{u}_{\mathrm{ref}}-\boldsymbol{u}_1$，于是$\boldsymbol{u}_{\mathrm{ref}}^*$由$\boldsymbol{u}_1$、$\boldsymbol{u}_{13}$、$\boldsymbol{u}_7$合成，也就是输出的电压矢量，其作用序列为

$$(0\ -1\ -1)\rightarrow(1\ -1\ -1)\rightarrow(10\ -1)\rightarrow(100)$$

作用时间为$t_{1\mathrm{N}}\rightarrow t_{13}\rightarrow t_7\rightarrow t_{1\mathrm{P}}$

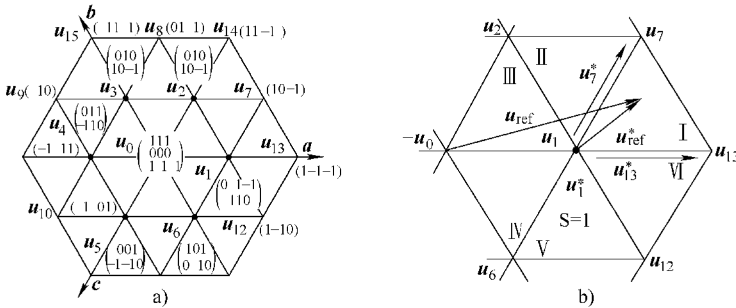


图5-3 三电平逆变器空间矢量图和$\boldsymbol{u}_{\mathrm{ref}}$的修正

前面说过，大矢量对中点电电波动无影响；中矢量会导致中点波动，且对中点电位的影响是不可控的；而小矢量存在着冗余开关状态，冗余开关状态能得到相同的输出电压，但对中点电电的影响是截然相反的，负小矢量使直流侧电容C_1放电，C_2充电，中点电位将上升：正小矢量使C_1充电，C_2放电，中点电电下降。

据此，小矢量应作时间的调整。小矢量$\boldsymbol{u}_1$对应正、负冗余开关状态的作用时间为$t_{1\mathrm{P}}$，$t_{1\mathrm{N}}$，$t_{1\mathrm{P}}+t_{1\mathrm{N}}=t_1$。引入控制因子$f(-1\leqslant f\leqslant 1)$，使

$$t_{1\mathrm{P}}=t_1\frac{1+f}{2},\ t_{1\mathrm{N}}=t_1\frac{1-f}{2} \tag{5-5}$$

根据中点电压的波动情况相应地改变控制因子f的大小，即重新分配正、负小矢量的作用时间，即可有效抑制中点电压波动。

5.1.4 SVPWM 矢量控制的效果[8,11]

在讲述矢量控制的效果时，值得注意的是，采用图5-2所示路径中两个闭环的转矩电流和励磁电流必须限幅，以保证转矩电流和磁链幅值的乘积和负载相适

应。因电动机会因磁饱和增大励磁电流，而辐值并未增加，反而导致电动机过热，故实际运行中防止调节器溢出非常重要。

逾限削弱积分控制算法能有效地解决这个问题，当调节器进入饱和区后，不再进行积分项的累积，只执行削弱积分的运算。图 5-4 所示为两种积分波形的对比，可见梯形积分比矩形积分好得多。

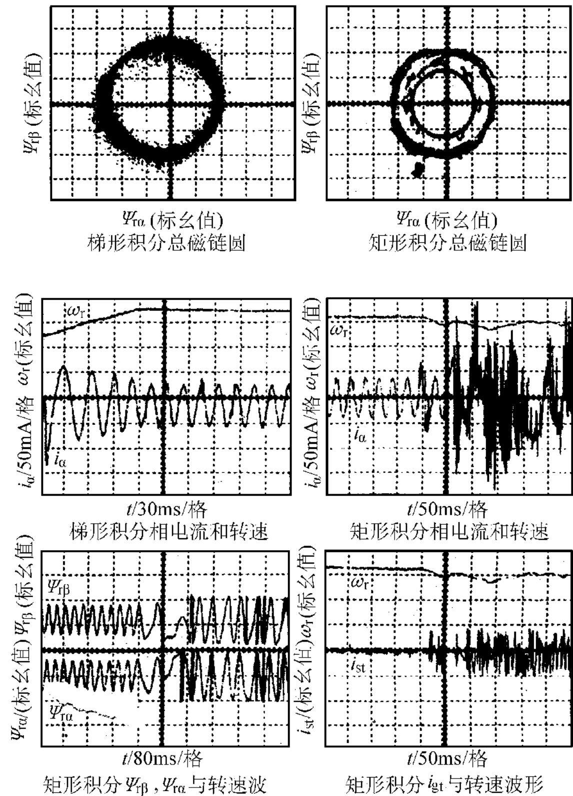
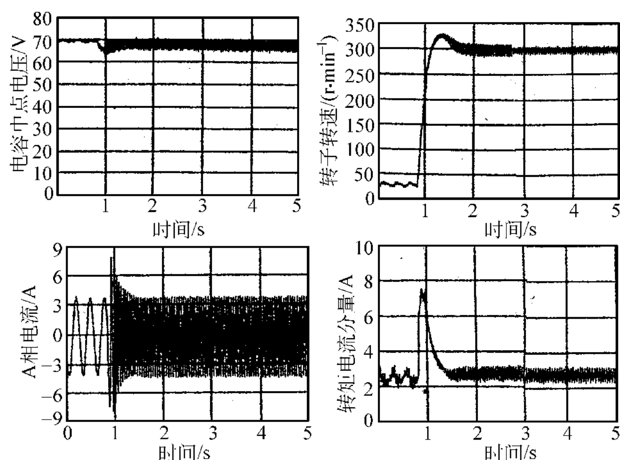


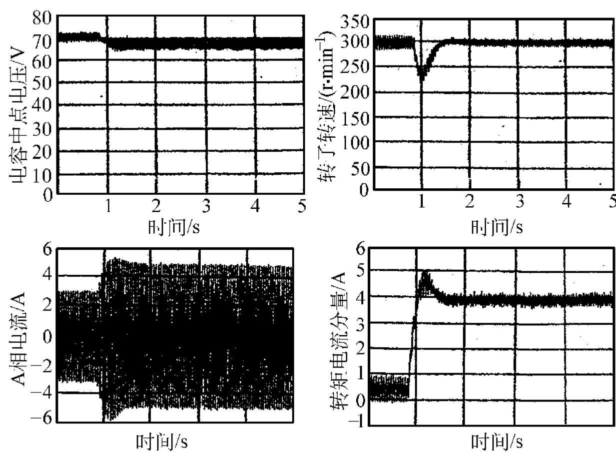
图 5-4　两种积分波形的对比

用图 5-2 所示系统，在 TI 公司生产的 TMS320F2812 电动机控制专用芯片 DSP 作控制中心，进行矢量控制试验，试验结果如图 5-5 所示。可以看到运行效果很好。

采用三电平 SVPWM 算法的矢量控制系统，既能保持矢量控制的调速范围宽和优良控制性能，并能发挥 SVPWM 技术的优点，即直流利用率高、谐波分量小、转矩平稳等。只是此种控制受转子参数变化的影响，降低了系统的鲁棒性，需根据生产工艺要求高低来选择。在下面讲到三电平双 PWM 系统时，逆变器部分也采用矢量控制，对其性能再作一些补充。



带负载从给定速度30r/min突增到300r/min的实验波形



给定频率300r/min下突加负载实验波形

图 5-5　矢量控制系统的仿真结果

5.2　三电平 SVPWM 技术在直接转矩控制中的应用

直接转矩控制技术以其控制手段直接、结构简单、性能优良等特点，在很大程度上解决了矢量控制中控制复杂、特性易受电动机参数变化的影响，以及实际性能难以达到理论分析结果的诸多重大问题，所以目前得到广泛的应用。本书第 3 章已将直接转矩控制原理及所用两电平 SVPWM 算法作了讲述，由于三电平和两电平的直接转矩控制原理是相通的，所以不再重复，本章将叙述三电平逆变器的 SVPWM 直接转矩控制系统的构成与应用情况。

以定子磁链定向，用定子磁链、电压、电流计算来控制转矩，以滞环 Bang – Bang 控制为手段和以电压矢量优化和中点电压控制为目标，目前用三电平 SVPWM 技术作直接转矩控制有许多方案，包括采用优化矢量表、转矩预测计算、模

糊推理输出矢量、固定矢量序列等，系统构成大同小异，但控制策略不同，各有优缺点。这里重点介绍一种效果较好的常用方案——采用优化矢量表的直接转矩控制系统，作较详细的讲述，其他方案可参看有关资料。

5.2.1　采用优化矢量表的直接转矩控制系统

图 5-6 所示为常用的采用优化矢量表的直接转矩控制系统框图，可见本方案类似于两电平优化矢量表直接转矩控制，只是优化矢量表的内容不同，由两电平变为三电平。

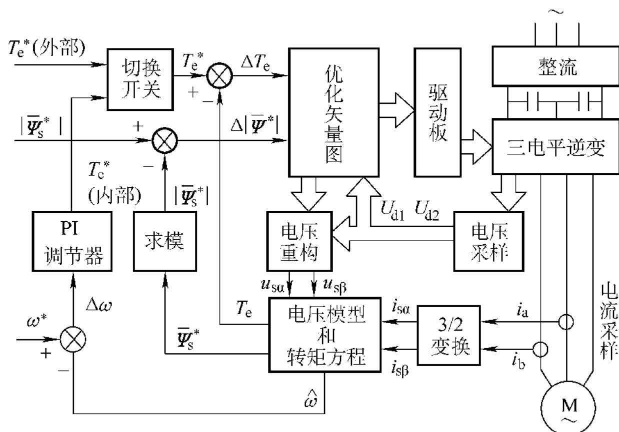


图 5-6　采用优化矢量表的直接转矩控制系统框图

系统属于无速度传感器调速系统，速度由电压模块、转矩方程模块计算生成。由于电动机采用星形联结方式，如上所述，控制系统只需检测系统的两相电流 i_a 和 i_b，第三相电流可以由公式 $i_c = -i_a - i_b$ 求出。经过电流、电压采样，获得电流 i_a、i_b 和直流电压 U_{d1}、U_{d2}，i_a 和 i_b 经 3/2 变换得到 $i_{s\alpha}$、$i_{s\beta}$。U_{d1}、U_{d2} 参与电压重构得到 $u_{s\alpha}$、$u_{s\beta}$。$i_{s\alpha}$、$i_{s\beta}$，$u_{s\alpha}$、$u_{s\beta}$ 同时输入定子磁链和电磁转矩观测器完成定子磁链和电磁转矩的观测，获得定子磁链矢量 $\boldsymbol{\psi}_s$ 的幅值 $|\boldsymbol{\psi}_s|$ 与位置角 θ_ψ 以及电磁转矩 T_e，电压重构由下式求得：

$$u_{s\alpha} = \frac{1}{3}U_d(2S_a - S_b - S_c) \tag{5-6}$$

$$u_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}U_d(S_b - S_c) \tag{5-7}$$

式中　S_a、S_b、S_c——三相开关函数，从优化矢量表给出；

U_d——直流电压。

有了 $i_{s\alpha}$、$i_{s\beta}$ 和 $u_{s\alpha}$、$u_{s\beta}$ 代入电压磁链和转矩公式[式(3-19)～式(3-22)]，便得到实测值 T_e、$\bar{\boldsymbol{\psi}}_s$、$\boldsymbol{\psi}_{r\alpha}$、$\boldsymbol{\psi}_{r\beta}$。$T_e$ 与给定值 T_e^*（外部）比较，得到转矩差值 ΔT_e，$\bar{\boldsymbol{\psi}}_s$ 取绝对值，$|\bar{\boldsymbol{\psi}}_s|$ 与给定值 $|\bar{\boldsymbol{\psi}}^*|$ 比较，得出磁链 $\Delta|\bar{\boldsymbol{\psi}}_s|$。$\Delta T_e$ 和

$\Delta|\overline{\boldsymbol{\psi}}_s|$ 输入优化矢量表环节（也可经过滞环 Bang – Bang 控制），便可获得应有的开关状态 S_a、S_b、S_c，通过驱动单元，使逆变器进行直接转矩控制运作。

系统有外部和内部两种运行方式，用切换开关切换。上面所述为外部方式，若用内部控制方式，三相电流经 3/2 变换得出，经电压模型和转矩方程计算，得到转速 $\hat{\omega}$，与给定值 ω^* 比较，得出 $\Delta\omega$，再由 PI 调节器得到给定转矩 T_e^*，送入优化矢量表环节。

优化矢量表环节的功能为根据转矩和磁链误差确定要发的矢量，并根据中点电压的状态选择合成顺序，确定 PWM 方案，最后显示 PWM 波形。

优化矢量表的制作其思路与方法和两电平相同。由于磁链的调节是按该时刻转矩的大小、定子磁链的大小及定子磁链的空间位置来选取电压矢量和其作用时间，我们便可以将每一时刻、不同情况将选择的电压矢量做成电压矢量选择表。因这里是三电平逆变器，电压矢量是三电平的基本矢量，对应该时刻定子磁链的空间位置可能有几个矢量（包括大、中、小矢量）可供选择，就要按优化原则确定出优化矢量，然后制成全程优化矢量表。优化的原则主要是防止电压过大跳变和保持中点电压的平衡。

5.2.2 采用自适应技术的优化矢量表直接转矩控制系统[1]

系统如图 5-7 所示，与图 5-6 的区别之一是采用了模型参考自适应系统（Model Reference Adaptive System，MRAS，简称自适应技术）观测电动机速度，不是由电压模块转矩方程计算出来。由电流模型、广义误差、PI 自适应率三个方框组成，生成电动机转速比上述方法精确。

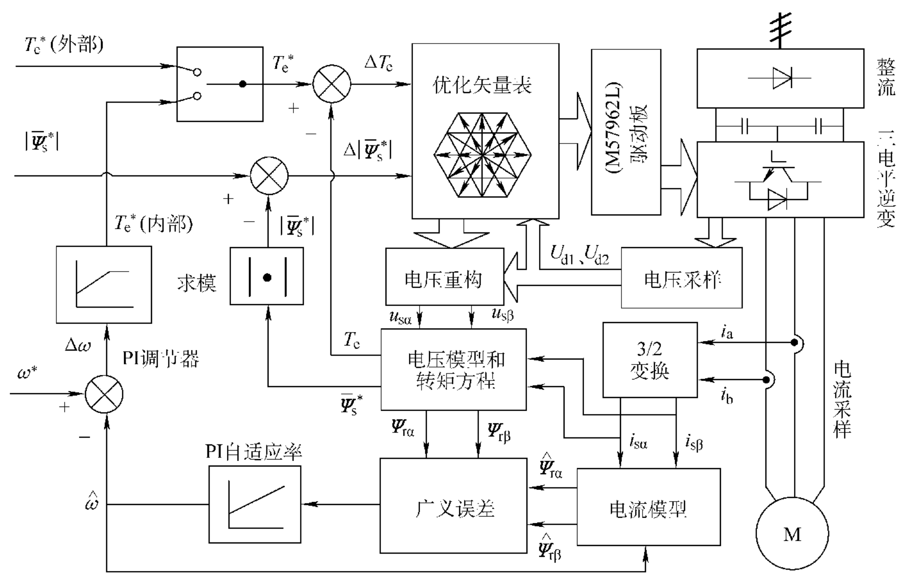


图 5-7 采用自适应技术观测电动机转速的直接转矩控制系统

整个系统控制原理和过程与上述系统相同，以 DSP 芯片为核心，可以实现全数字化，包括两路电流采样、两路电压采样、模拟输入输出、开关量输入输出、串行通信等功能。

控制程序主要分成三大部分，一是寄存器、变量、常量和常用宏定义部分，二是主程序，三是中断控制部分。中断部分是控制算法的核心，调速系统的所有实时计算，包括磁链观测、转速辨识、死区补偿、PWM 波形生成、通信和保护，功能的实现等。

图 5-8 所示为系统仿真结果，可见稳态起动时转速、电流、转矩很快趋于平稳，突加负载时转速、电流、转矩也很快趋于平稳，使系统有很好的调速传动效果。

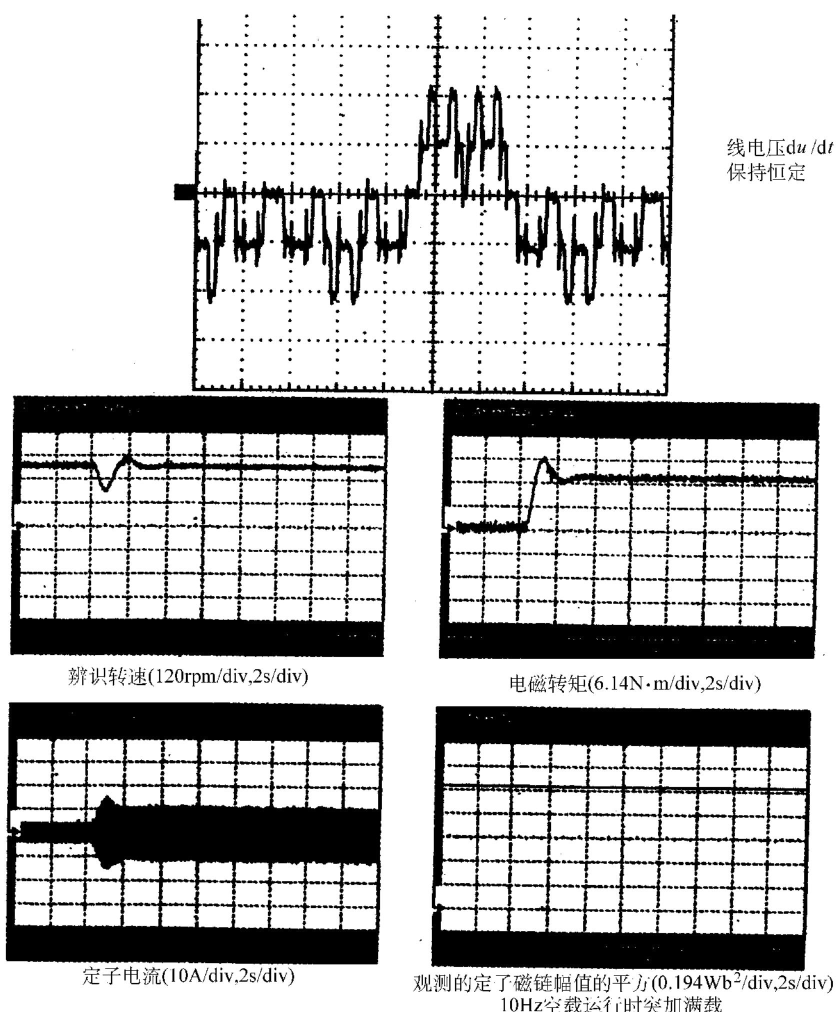


图 5-8 系统仿真结果

5.2.3 三电平逆变器直接转矩控制在连续混炼机中的应用[12]

由于三电平逆变器直接转矩控制性能良好，和两电平一样，国内外市场上都有高压逆变器产品供应，得到工业生产、交通运输部门的广泛应用。这里介绍三电平逆变器直接转矩控制在大庆市石油化工厂连续混炼机上的应用及该产品结构操作情况。

YM 连续混炼机为该厂聚乙烯线性造粒车间的关键设备，原系统是从日本富士公司引进的整套设备，电动机为 6 极—8 极变速电动机，由于转速为有级调速，当负载按工艺要求变化时，达不到最理想的运行点，且效率很低。另外，连续混炼机对电动机起动、过载特性要求很高，经常是带负载起动，对电动机要求具有既可控又平稳的最大起动转矩。因此对原系统进行变频改造，使电动机从零速到额定转速无级调速，既能满足带负载起动等工艺要求，同时控制系统又实现了自动化。由于负载对电动机转矩有特殊要求，选用了 ABB 公司的 ACS1013 - A3 - Q0 - 00 型直接转矩控制型变频器构成变频调速系统，运行至今情况良好。

1. 调速系统的主回路

图 5-9 所示为调速系统的主回路，变压器容量为 2000kVA。输入侧为 12 脉波整流，谐波分量很小；输出侧滤波电容以星形结构连接，公共点接地，使共模电压与电动机隔离。电动机为三相异步电动机，Y/△，1300kW。系统技术参数如下：

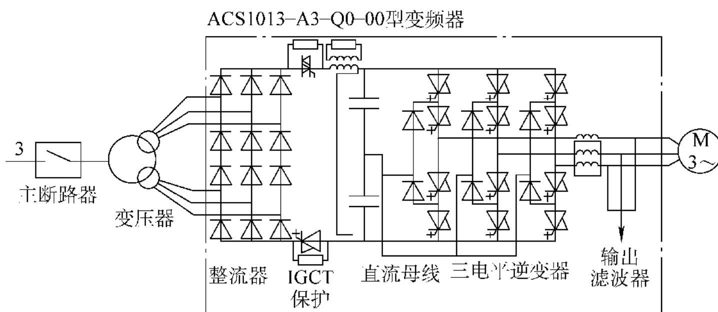


图 5-9 调速系统的主回路

1）变压器的技术参数：

额定容量：2000kV·A；

相数：3/6；

额定频率：50Hz；

额定电压：6300V/1905V；

额定电流：183.3A/303.1A。

2）ACS1013 - A3 - Q0 - 00 型变频器主要技术参数：

额定电流：332A；

输入电压：1905V，6 相（10%）；

输出电压：0 ~ 3300V；

输出频率：1 ~ 66Hz；

额定功率：1600kW；

功率因数：>0.95（全部调速范围内）。

3）电动机的技术参数：

额定电压：6000V/ 3464V Y/△；

额定电流：175.5A/303.97A；

额定功率：1300kW；

额定转速：988r/min；

额定频率：50Hz；

功率因数：0.788。

2. 直接转矩控制系统

控制系统如图 5-10 所示，其结构与控制原理与上述无速度传感器直接转矩控制系统基本相同，以磁链和转矩的实测值与给定值进行比较，用它们的差值选择最佳开关状态，输出三相交流，驱动电动机。由自适应电动机模型、速度给定调节器、磁通给定调节器、转矩磁通比较器、优化脉冲选择器等部分组成。

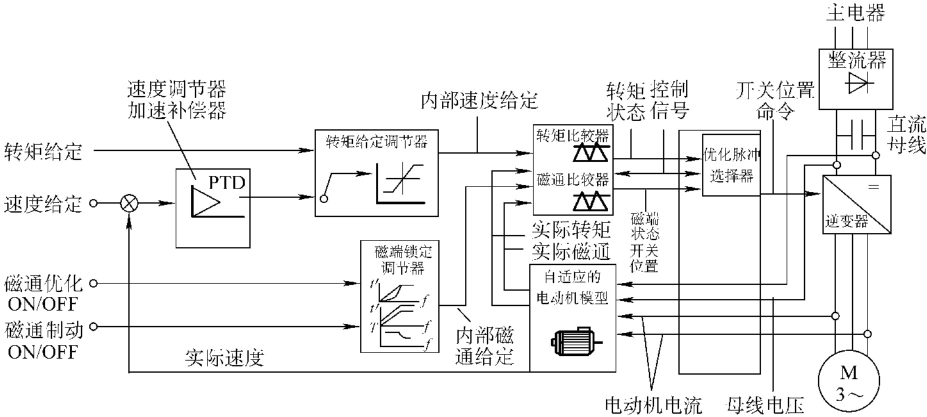


图 5-10　控制系统

和其他产品相比，该控制系统有如下特点：

1）具有准确的电动机数学模型。由于实际无法直接检测到电动机实时的转矩及定子磁通与轴的转速值，但可以检测到电动机的两个相电流和中间直流电压及开关位置状态，通过准确的电动机数学模型可以计算出实时的定子磁通、转矩与轴的转速，将计算出的上述实时值与给定值进行比较并通过调节器的调节就可以通过最佳开关逻辑分别控制磁通、转矩和轴的转速。

2）具有高速的速度数字信号处理器。该系统不需在电动机轴上安装脉冲编码器来反馈转子位置信号，具有精确的速度和转矩控制。直接转矩控制能在零速时产生满载转矩。直接转矩控制把定子磁通和转矩作为主要控制变量，并在先进的电动机模型软件中，通过高速的速度数字信号处理器，使电动机状态的计算每秒更新 40000 次。同时，系统快速地把实际值与参考值不断进行比较，对逆变器中的每个开关状态进行分别确定，使传动装置始终保持最佳开关组合，从而能对负载突变或电源干扰所引起的动态变化做出快速的反应，运行中并不需要分开的电压控制和频率控制的 PWM 调制器。

3）具有独特的电动机辨识功能。ACS1000 系列变频器具有独特的电动机辨识（ID 识别）功能，也就是上述 MRAS 技术的功能。在运行中，ACS1000 将辨识电动机的特性以寻找最优的电动机控制策略。作为常规调试的一部分，电动机要进行 ID 识别运行。将电动机的基本数据输入到变频器之后，以手动方式起动电动机 ID 识别运行，ID 识别运行期间，变频器通过监测电动机对所施加的电源的响应建立精确的电动机模型，确定电动机定子与励磁电抗 L_s 与 L_m 以及定子电阻 R，并考虑电动机的饱和效应。可算出定子磁通、实时力矩、轴转速（参看上面几节的计算公式）。直接转矩控制就是利用这个模型精确地扩展变频器和电动机的运行。

4）性能范围：

调速范围为 1∶50；

转速精度小于 0.5% ~0.001%；

转矩波动为 2% 额定转矩以下；

转矩上升时间小于 2ms；在 0.5Hz 以上转矩可达 100% 额定转矩。

3. 系统调试结果和结论

变频改造前，电动机以 985r/rain 运行（6 极），当加工量为 9.5t（设计值为 11t）时，变压器一次侧电流为 150A，功率因数为 0.78，电动机功率为 1215kW。变频改造后的调试结果见表 5-1。

表 5-1　变频改造后的调试结果

加工量/t	变压器一次侧电流/A	电动机侧电流/A	电动机转速/(r/min)	变频器直流侧电压与原来电压的比/(%)	电动机功率/kW	功率因数
6	5	220	804	103 ~ 104.5	950	0.95
8	105	248	845	99.9 ~ 103.5	1050	0.965
9.5	115	268	956	99.3 ~ 103.5	1150	0.97

ACS1000 系列变频器采用 12 脉波整流，其谐波符合 IEEE519.1992 及英国 G5 等标准的要求。直接转矩控制的特点是：电动机控制平台无需预先确定开关

模式（无固定载波频率意味着低噪声），同时输出滤波器消除电动机的谐波输入完全符合 EMC 规定要求；电动机不需降容运行；减小 du/dt 高电压变化率对电动机的影响；电动机侧共模电压隔离解决电压反射对绝缘的破坏；转矩脉动、电动机损耗均有改善，电动机损耗降低 20% ~30%。经过多项测试及考核，改造后，设备完全满足了工艺要求，同时节能效果明显，按目前运行的效果来看，节能达到 30% 以上。另外，从原来的有级调速变为无级调速，使起动和运行更加稳定，为可靠生产及提高产品质量起到了积极的作用，给企业创造极大的效益。这个应用例子可供企业作为很有价值的参考。

5.3 三电平整流器的 SVPWM 控制和双 PWM 调速系统

电力电子器件整流器主要用作直流电源包括变频器所用直流电源过去的整流器大多采用二极管不控整流或者是晶闸管相控整流，这两种电路存在许多缺点，如网侧功率因数低，网侧输入电流谐波含量很大，动态响应不够快等，限制了它的应用。PWM 整流器则能克服这些缺点，网侧功率因数可以为 1，电流谐波含量小，若用在变频器还能四象限运行回馈电能。特别是采用 SVPWM 控制的三电平整流器，还增加了网侧谐波进一步减小、开关器件电压定额低适合高电压大功率场合、便于计算机控制等优点。虽然在成本上有所提高，但是利远大于弊，乃得到广泛应用，下面要讲述的主要是用于变频器的整流器。

5.3.1 三电平整流器的结构

三电平整流器可分单相和三相两种，这里只讲常用的三相三电平整流器。图 5-11 所示为三相三电平整流器电路结构，称为 PWM 整流器。可以看出，整流器结构与逆变器完全相同，其工作过程也相似。以 a 相为例，按控制规律也分 3 种开关状态：

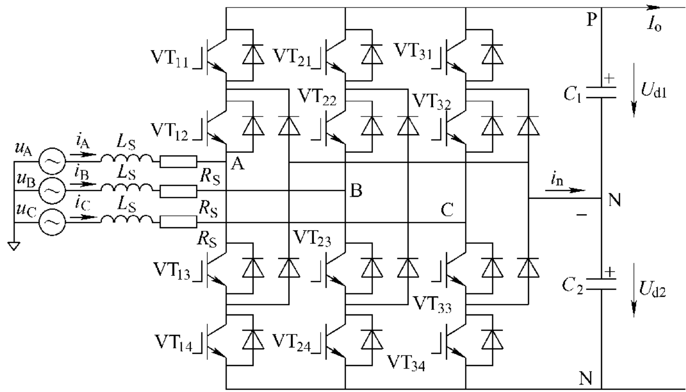


图 5-11 三电平整流器电路结构

1）桥臂上两个开关导通，下两个关断；

2）桥臂中间两个开关导通，两端关断；

3）桥臂下面两个开关导通，下面两个关断。

因此有三个电平状态，当三相工作时，对电网侧也有三相合成电压矢量 $\boldsymbol{u}_r$。

在变频调速系统运行中，PWM 整流器存在着两种工作状态：整流状态和逆变状态。

在整流状态，当给定的直流母线电压信号 U_d^* 比实际检测的直流母线电压信号 U_d 大，经过 PI 运算，直流母线电流指令 I_d 增加，经过控制算法模块运算，电源电流的给定值 i_s^* 发生变化，可以得出新的整流器输入侧参考电压矢量 $\boldsymbol{u}_K$，再经过电压矢量选择，就可以得到新的输出开关状态，使直流母线电流增大，直流电容电压上升，直到与给定信号相同，则上述各量不再进行调整，系统维持稳定工作状态。

在变频器运行中，当电动机进入再生—制动状态时，负载能量回馈到直流侧，造成直流母线电压升高，实际检测的直流母线电压信号 U_d 比给定的直流母线电压信号 U_d^* 大，经过运算，直流母线电流指令值 I_d 将减小，经过控制算法模块的运算和整流器的控制，使实际的直流母线电流减小，如此循环直至减小为 0，之后变成负值（直流母线电流反向），PWM 整流器进入逆变状态，电能反馈回电网。逆变控制算法与一般变频逆变器同。

5.3.2 整流器控制原理[2]

整流器控制的主要目标是功率因数为 1 和稳定的直流电压，当然还有改善波形。常采用的控制算法可分为两大类：一类是间接控制，通过三相整流器电流环、电压环运算获得空间参考电压矢量，然后通过整流器空间电压矢量的合成，并定时输出开关信号，以达到控制的目的。一类是直接控制，将滞环控制与 SVPWM 控制相结合，通过整流器空间矢量的实时切换，使电流误差被限制在给定滞环内，从而获得电流高品质控制。

三相三电平的控制 SVPWM 算法的总体框图如图 5-12 所示，图中，给定的直流母线电压信号 U_d^* 与实际检测的直流母线电压信号 U_d 相比较，并将其差值送入 PI 调节器，得到直流母线电流信号 I_d，该信号送入相应的控制算法模块，与实际检测的电源电压 $\boldsymbol{u}_s$ 及电流矢量 $\boldsymbol{i}_s$ 进行运算，输出电压 $\boldsymbol{u}_K$，得出整流电路的 12 个电力电子器件的开关状态，控制整流器工作。

电路由逆变状态进入整流状态过程与上述类似。

下面叙述两类电流控制模块的算法。

1. 间接电流控制算法

首先确定参考矢量。在整流状态下，$\boldsymbol{i}_s^*$ 与 $\boldsymbol{u}_s$ 同方向，因此幅值与 I_d 成正比

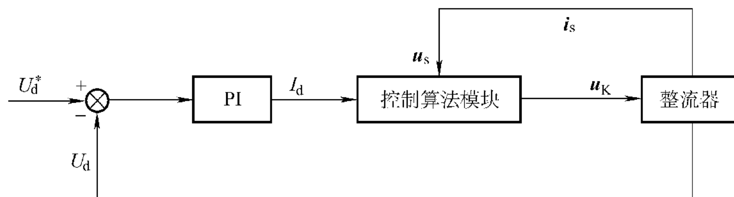


图 5-12　三电平整流器电流控制算法总体框图

$$\boldsymbol{i}_s^* = k\boldsymbol{I}_d \tag{5-8}$$

根据整流电路，整流器输出合成参考矢量为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{u}_r &= \boldsymbol{u}_s - \boldsymbol{u}_R - \boldsymbol{u}_L \\ &= \boldsymbol{u}_s - \boldsymbol{i}_s^*(R_s + j\omega L_s)\end{aligned} \tag{5-9}$$

式中　$\boldsymbol{u}_s$——电网电压；

$\boldsymbol{u}_R$、$\boldsymbol{u}_L$——整流电路电阻 R_s 和电感 L_s 压降。

由此可得间接电流控制算法框图如图 5-13 所示。

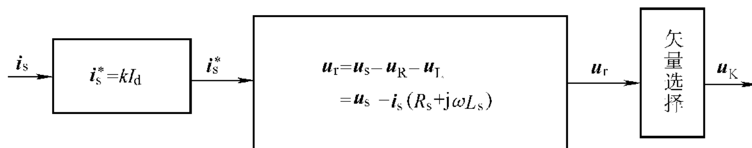


图 5-13　间接电流控制算法框图

矢量选择模块的功能是根据参考电压矢量 $\boldsymbol{u}_r$ 和载波周期确定各空间矢量电压 $\boldsymbol{u}_K$ 的作用顺序和作用时间，由于 $\boldsymbol{u}_r$ 是计算所得，故控制效果较差。

2. 直接电流控制算法

若不计电阻，整流电路方程为

$$\boldsymbol{u}_r = \boldsymbol{u}_s + L_s\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_s}{\mathrm{d}t} \tag{5-10}$$

$\boldsymbol{u}_r$ 为三相整流器交流侧输出电压。由式（5-8）计算得 $\boldsymbol{i}_s^*$，代入式（5-10）可得参考电压 $\boldsymbol{u}_r$ 为

$$\boldsymbol{u}_r^* = \boldsymbol{u}_s + L_s\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_s^*}{dt} \tag{5-11}$$

而整流器交流侧实际输出值

$$\boldsymbol{u}'_r = \boldsymbol{u}_s + L_s\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_s}{\mathrm{d}t} \tag{5-12}$$

式（5-11）和式（5-12）相减，得

$$L_s \frac{d\Delta \boldsymbol{i}_s}{dt} = L_s \left(\frac{d\boldsymbol{i}_s^*}{dt} - \frac{d\boldsymbol{i}_s}{dt} \right) = \boldsymbol{u}_r^* - \boldsymbol{u}_K \tag{5-13}$$

则

$$\Delta \boldsymbol{i}_s = \frac{1}{L_s} \int (\boldsymbol{u}_r^* - \boldsymbol{u}_K) dt \tag{5-14}$$

由式（5-13）和式（5-14），对于给定的具有零误差电流响应的参考电压 $\boldsymbol{u}_r^*$，可以选择合适的三相整流器空间电压矢量 $\boldsymbol{u}_K$，（$k=0$，1，2，…6），以控制 $\boldsymbol{u}_K$ 的变化率，进而控制误差电流矢量的变化率 $d\boldsymbol{i}_s/dt$ 和控制误差电流矢量 $\Delta\boldsymbol{i}_s$。

直接电流控制算法框图如图 5-14 所示，控制策略是将电流指令 $\boldsymbol{i}_s^*$ 与输入的反馈电流 i_a、i_b、i_c 通过定环宽的磁滞比较单元，由空间电压矢量选择逻辑输出一个合适的 $\boldsymbol{u}_K$，（$K=0$，…2，…6）从而使三相整流器电流跟踪指令电流。

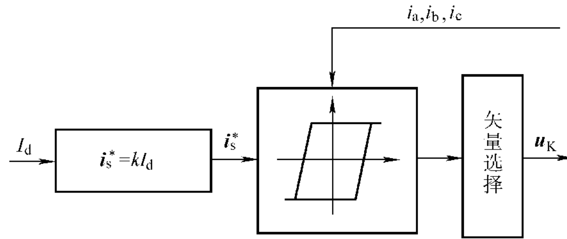


图 5-14　直接电流控制算法框图

3. 能量交换圆图[3]

在 PWM 整流器能量交换过程中，圆图表示了整流器输出电压 U 与输出电流 I 的关系，通过圆图可以直观地分析整流器的电压输出范围、电流输出范围和功率因数之间的关系。

设整流器的最大输出电流 I 保持不变，则网侧输出电压矢量的终点应落在以电网电压 E 为圆心，LI 为半径的圆周及圆盘内，如图 5-15a 所示。

一般我们希望整流状态的网侧功率因数为 1，则 E 和 I 同向，U 的终点应落在过 E 终点的 E 的垂线上，如图 5-15b 所示。该垂线左侧的区域，整流器从电网吸收感性无功功率；右侧的区域，整流器向电网发出感性无功功率。

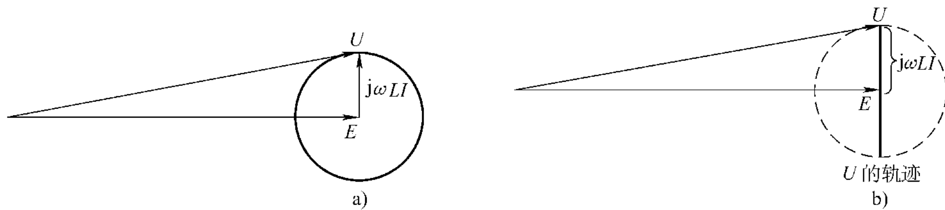


图 5-15　能量交换圆图和单位功率因数工作区域示意图
a）能量回馈整流器工作区域圆图　b）单位功率因数工作区域示意图

整流器进入逆变状态，E、I 反向，整流器向电网回馈有功功率，并为单位功率因数，如图 5-16 所示。

5.3.3 三电平整流器 SVPWM 控制系统[1]

下面介绍一个具体 SVPWM 控制系统，属于间接控制，不采用电流滞环，现将此种控制方式叙述于下。

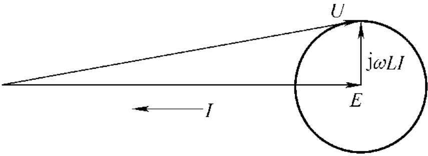


图 5-16 逆变状态下，整流器向电网回馈有功功率

由于三相可控整流器各变量的动态过程变化速度是不一样的，其中交流侧电流变化快，直流电压波动慢。针对这一特点，设计了整流器的控制系统，如图 5-17 所示，图中的控制结构分为内环和外环两种方式，内环控制交流电流，外环控制直流电压，PLL 锁相环用来获得电网电压的角度，坐标变换为 ABC 系/dq 系。

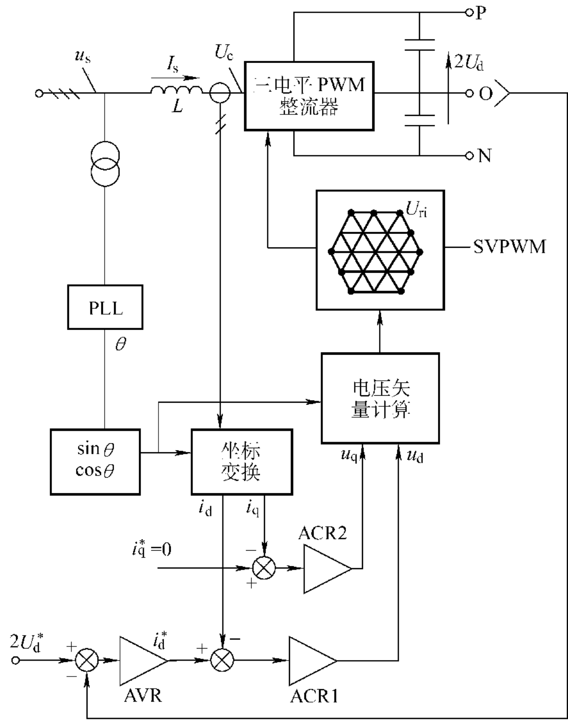


图 5-17 SVPWM 三电平整流器的控制电路

控制过程如下：外环电压$|U_{d1}|+|U_{d2}|=2U_d$（两个滤波电容电压）和给定

的电压 $2U_d^*$ 比较，通过 PI 调节器给出内环电流给定信号 i_d^*，以保证在稳态时实际直流电压和给定电压相等。i_d^* 和经过矢量旋转坐标变换获得的 d 轴电流 i_d 相比较，经过 PI 调节器，获得 d 轴电压的给定值 u_d。同样，为了保证电网电压和电流同相，将 q 轴的电流参考值 i_q^* 给定为 0，并和经过坐标变换后得到的 i_d 相比较，通过 PI 调节器，得到 q 轴电压给定值 u_q。对两个电压给定值经过坐标变换后，通过电压空间矢量 PWM 算法，得出驱动功率开关器件的 PWM 脉冲信号。电流内环通过控制开关器件的动作，实现实际 dq 轴电流 i_d、i_q 对给定电流 i_d^* 和 i_q^* 的跟踪，要求在保证稳定性和一定精度的同时具有快速响应和鲁棒性。

在系统稳态运行情况下，可以保证三相整流器的直流电容电压稳定在给定电压的附近。同时，q 轴的电流在零附近。这样就同时实现了电网功率因数为 1 和直流侧电容电压稳定的功能，同时也改善了输入谐波。

5.3.4 双 PWM 变频调速系统

在高压电动机调速系统中，目前常采用双 PWM 变频器，即逆变器和整流器均采用 SVPWM 控制，构成双 SVPWM 变频器，其主电路拓扑结构如图 5-18 所示。

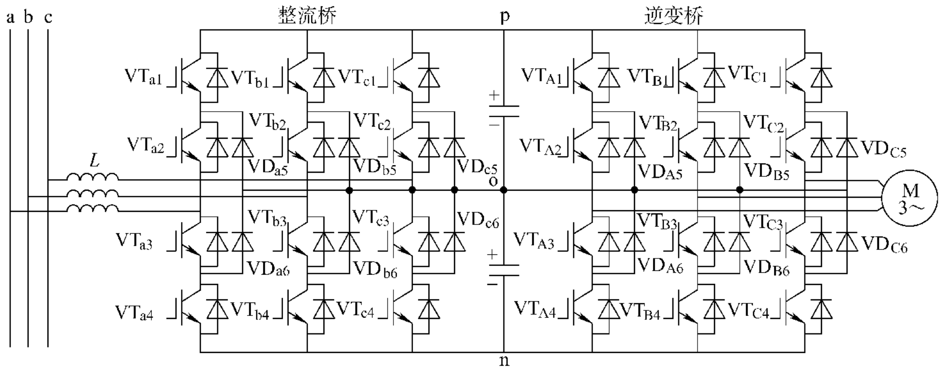


图 5-18　双 PWM 变频器主电路拓扑

将整流器和逆变器连接起来进行运行控制，可得双 PWM 变频调速控制系统，如图 5-19 所示。逆变器在运行时有两种工作状态，电动机带动负载稳速或升速工作时为逆变状态。在电动机降速时，处于发电状态，经逆变器续流二极管整流加于整流器，按照上述，此时可使整流器转入逆变状态，将电能回馈入电网，进行四象限运行。三电平双 PWM 调速系统已制成产品供应市场，称双 PWM 变频器。逆变器部分采用矢量控制，其控制系统如图 5-20 所示，控制原理及过程如上所述类推，整流器逆变回馈能量过程与两电平相同，均不再讲述。

图 5-19 中的整个双 PWM 系统实验波形如图 5-21 所示，其中 a）、b）为整

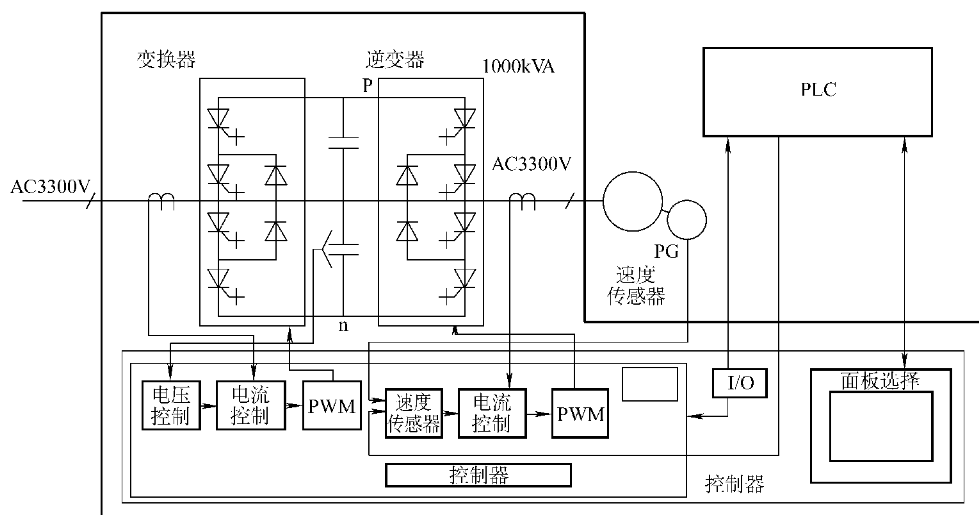


图 5-19　双 PWM 变频调速控制系统

流桥有关波形，可看到功率因数为 1；c）~f）为电动机相关参数波形，可见磁链波形平稳，加速和突加负载电压电流波形良好，直流电压也较平稳。

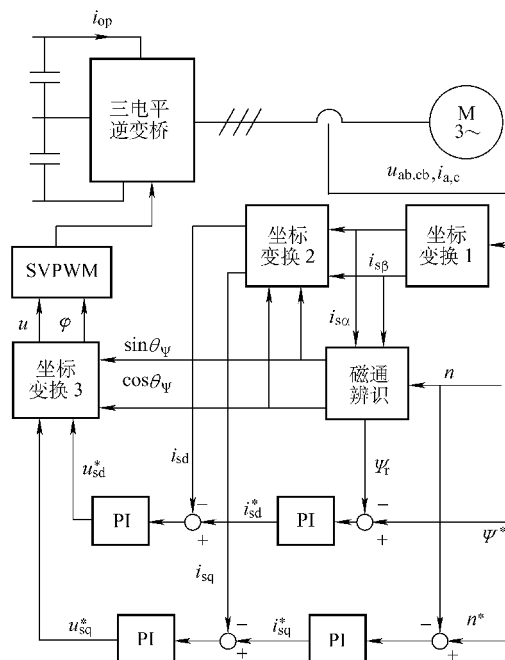
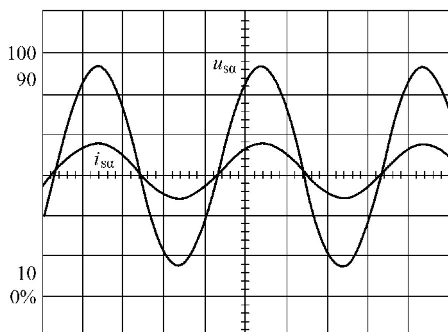


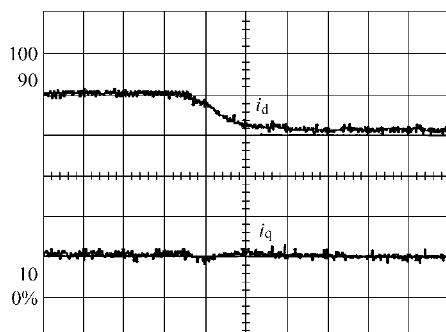
图 5-20　逆变器矢量控制系统图



整流桥功率因数为 1 的检验

(t:5ms/div;$u_{s\alpha}$;0.4/div $i_{i\alpha}$;0.4div)

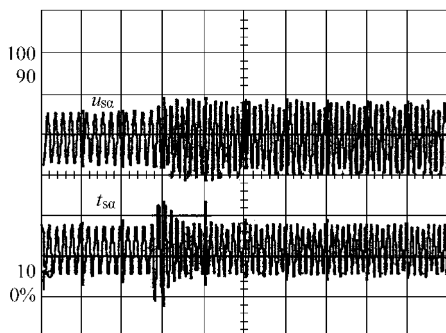
a)



负载突减时整流桥侧 dq 轴电流

(t:50ms/div,i_d ,i_q:0.4/div)

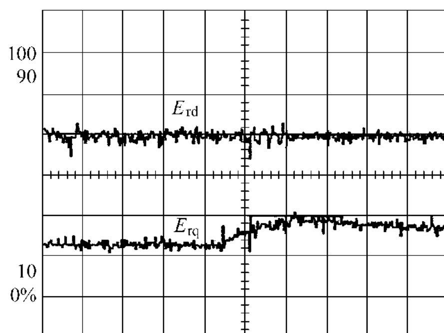
b)



加速过程中电动机定子电压和电流

(t:50ms/div;$u_{s\alpha}$,i_α :0.1/div)

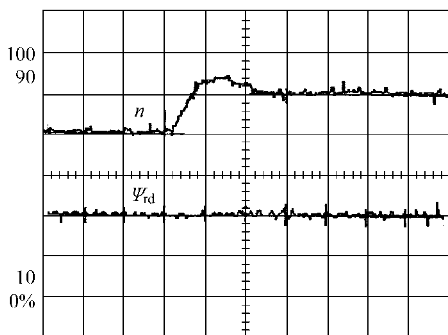
c)



加速过程中转子 dq 轴感应电动势

(t:50ms/div;E_{rd} ,E_{rq}:0.4/div)

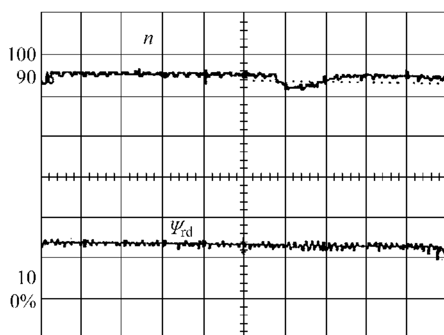
d)



加速过程中转速与转子磁链

(t:100ms/div;n:0.2/div; Ψ_{rd}:0.4/div)

e)

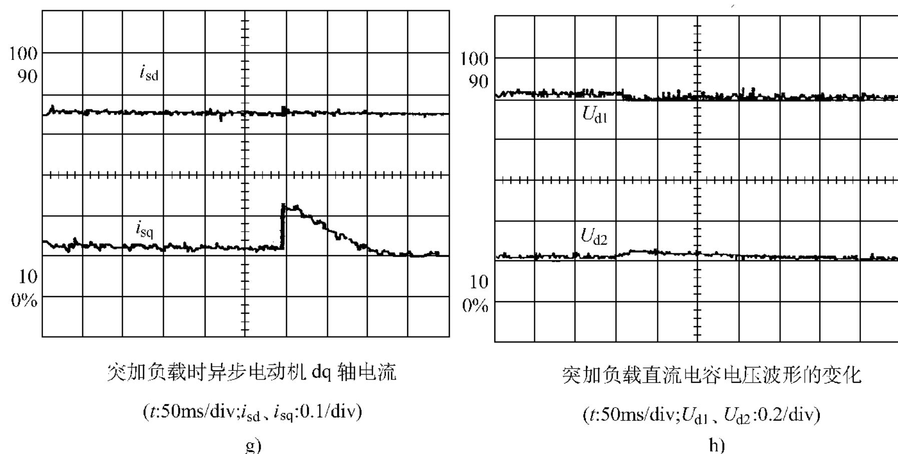


突加负载时转速与转子磁链幅值

(t:50ms/div;n:0.2/div; Ψ_{rd}:0.4/div)

f)

图 5-21　双 PWM 三电平调速系统实验波形



突加负载时异步电动机 dq 轴电流

(t:50ms/div;i_{sd}、i_{sq}:0.1/div)

g)

突加负载直流电容电压波形的变化

(t:50ms/div;U_{d1}、U_{d2}:0.2/div)

h)

图 5-21　双 PWM 三电平调速系统实验波形（续）

整个控制系统可通过计算机数字化。在计算机控制系统中，常采用两个 DSP 芯片，来完成整流器功率因数控制和逆变器异步电动机转子磁链定向系统的主要算法。一片主要完成三相可控整流的控制算法，即根据直流电容电压平衡和功率因数为 1 的目标和实际的采集数据，实现电压、电流双闭环控制和电压空间矢量 PWM 算法；另一片主要是根据异步电动机的各个分量来实现转子磁链辨识、转速控制、双闭环控制以及电压空间矢量 PWM 等的各种算法。

为了协调整流器和逆变器之间的控制，两个 DSP 芯片通过双口 ROM 和 VME 总线工业控制机连接在一起，可以实现数据交换、指令交换、状态显示等一些功能。

5.3.5　单相三电平 PWM 整流器[5]

1. 单相三电平 PWM 整流器的用途

单相三电平 PWM 整流器主要用于电气化铁道电力机车上的交流变频调速的传动系统，这种调速系统直接由电网供电，交流经架空线、受电弓输入机车；变频器由单相变压器对单相三电平整流器供电。整流器输出直流经三相三电平逆变器逆变成频率可调的交流，送往牵引电动机拖动机车运行。单相三电平整流器与三相三电平逆变器逆变组成双 PWM 变频调速系统。图 5-22 所示为日本新干线 700 系列三电平变频器电路结构。

2. 结构与工作原理

图 5-23 所示为单相三电平整流器的拓扑结构，可见与三相三电平整流器相似，只是少了一个桥臂，其等效电路如图 5-24 所示，每组桥臂可以用一个三投开关代替，该开关具有 1、0、－1 三种等效状态，因此两个桥臂有 9 种开关组合，即主电路有 9 种工作模式，开关状态与相应的电压值如表 5-2 所示。

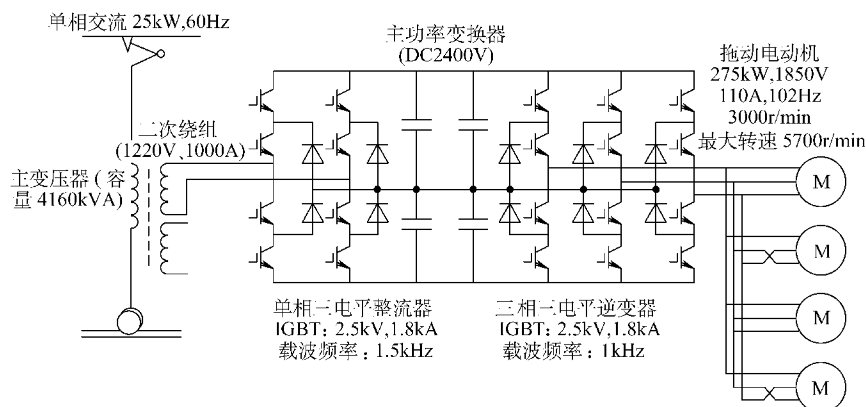


图 5-22　日本新干线 700 系列三电平变频器电路结构

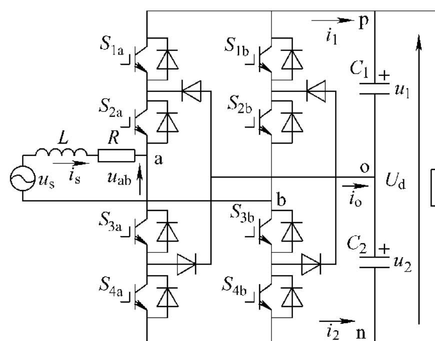


图 5-23　单相三电平整流器的拓扑结构

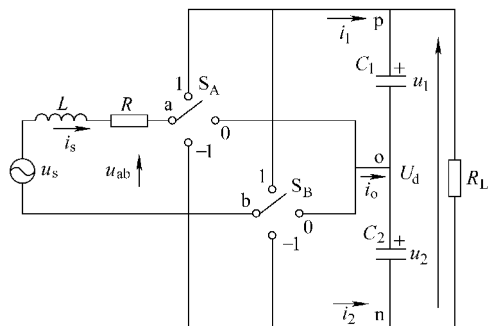


图 5-24　单相三电平整流器的等效电路

表 5-2　开关状态与相应的电压值

S_{1a}	S_{2a}	S_{3a}	S_{4a}	S_{1b}	S_{2b}	S_{3b}	S_{4b}	S_A	S_B	u_{ao}	u_{bo}	u_{so}
1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	u_1	u_1	0
1	1	0	0	0	1	1	0	1	0	u_1	0	u_1
1	1	0	0	0	0	1	1	1	−1	u_1	$-u_2$	u_1+u_2
0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	u_1	$-u_1$
0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	1	1	0	−1	0	$-u_2$	u_2
0	0	1	1	1	1	0	0	−1	1	$-u_2$	u_1	$-u_1-u_2$
0	0	1	1	0	1	0	0	−1	0	$-u_2$	0	$-u_2$
0	0	1	1	0	0	1	1	−1	−1	$-u_2$	$-u_2$	0

3. 控制策略

单相三电平整流器的控制目标主要是中点电压平衡，控制系统可由电压外环、电流内环组成，如图5-25所示。外环通过将直流侧电压 U_d 与其给定电压的偏差值进行PI调节得到电网侧电流给定值 i_s^* 的幅值，其相位和频率通过锁相环PLL从电网例电源电压 u_s 获得。内环采用电流预测控制，由于整流器存在两电容电压不平衡问题，在系统中加入了电容电压补偿环节，两个电容电压之差的变化通过平衡调节系数 K 引至电流控制环以平衡电压。

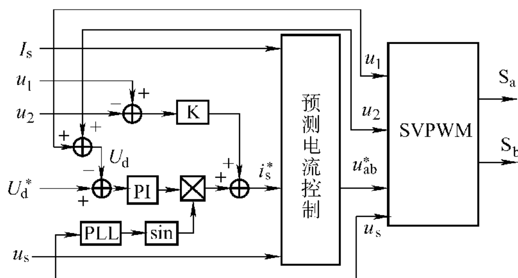


图5-25　单相三电平整流器控制策略图

电流预测工作原理如下：

设电网电流为 $i_s(t_k)$，

$$i_s(t_k + T_s) = i_s^*(t_k) \tag{5-15}$$

在一个开关周期 T_s 内，

$$u_{ab}^* = u_s - R_{is} - [\mathrm{L}(i_s^* - i_s)/T_s] \tag{5-16}$$

由式5-16可以计算出调制信号 u_{ab}^* 作为SVPWM调制模块的输入。

4. 仿真结果

经过仿真研究，整流器在牵引工况下各个参数的波形如图5-26所示：

5. 电力机车系统的调控[9]

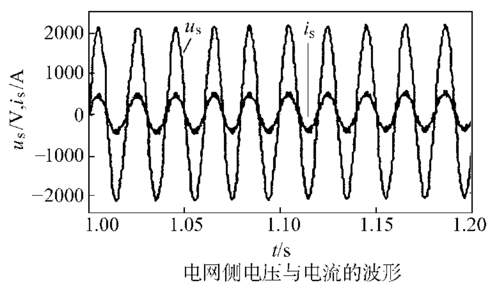
电力机车单相三电平整流器－三相三电平逆变器双PWM变频调速系统在使用SVPWM技术时，一般按下述原则调控：

1）运行速度小于0.1～0.15额定转速，即 $n<0.1 \sim 0.15n_e$ 时，采用磁链轨迹为圆形，Ψ 等于恒值，以减小转矩脉动，即采用高精度SVPWM直接转矩控制方式。

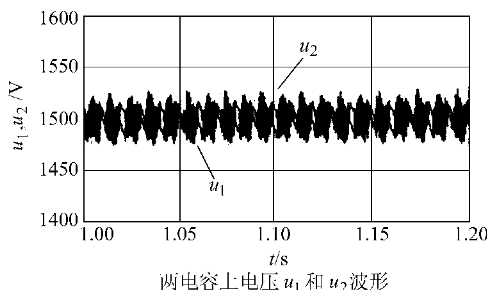
2）运行速度较高时，采用SVPWM六边形运行，以降低开关次数，减少开关损耗。

3）弱磁运行时，可以用方波运行，转矩由调节磁链来实现。

对于新一代采用三电平NPC逆变器的高速列车的调控策略，有学者提出如

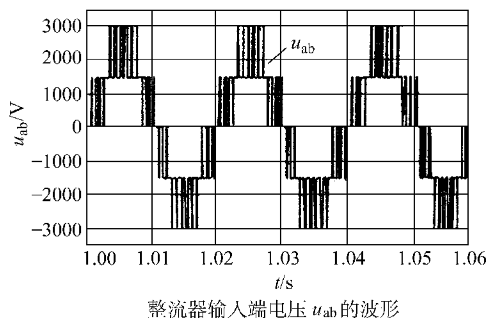


电网侧电压与电流的波形

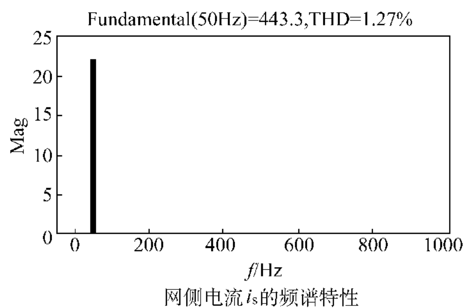


两电容上电压 u_1 和 u_2 波形

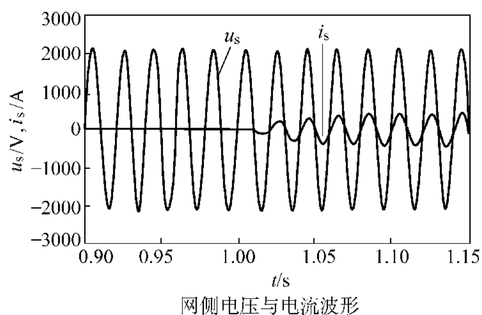
整流器在牵引工况下的波形



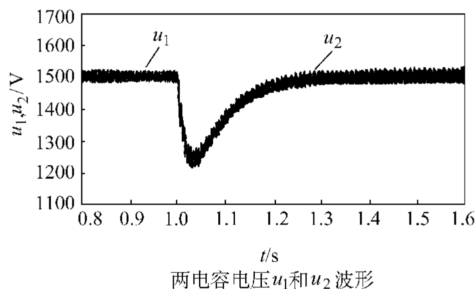
整流器输入端电压 u_{ab} 的波形



网侧电流 i_s 的频谱特性

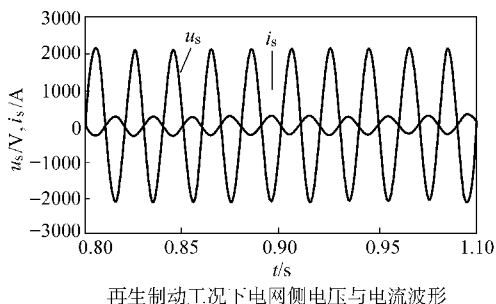


网侧电压与电流波形



两电容电压 u_1 和 u_2 波形

整流器由空载向牵引工况切换时的波形



再生制动工况下电网侧电压与电流波形

图 5-26　双 PWM 系统实验波形

下原则：若采用SVPWM技术，低频起动区段采用异步调制，可以充分利用IGBT开关频率，使磁通空间矢量轨迹逼近理想圆形，减小转矩脉动；在逆变器输出频率较高时，为了保证三相输出的对称性，消除寄生谐波，宜采用同步调制。

设三电平空间矢量图中扇区Ⅰ矢量及作用时间如图5-27所示，本方案所得出的异步和同步调制波形及分析如下所述。

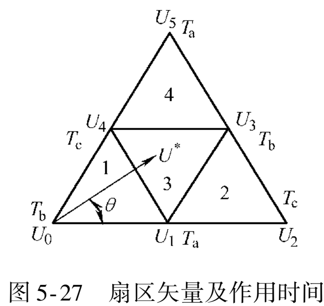


图5-27　扇区矢量及作用时间

1. 异步调制

在扇区Ⅰ的小区1中，设定采样周期为T_s，得出如图5-28所示的异步调制波形图，由图可见异步调制时，磁链轨迹近似为圆形，每周期输出脉冲数较多，次数低的谐波得到了很好的抑制，适宜于低频起动区段。

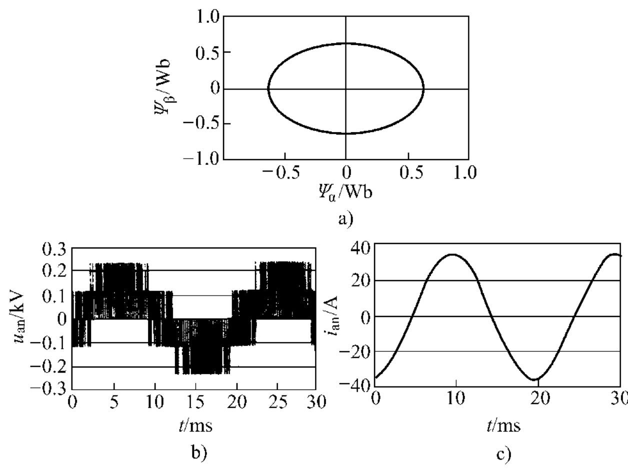


图5-28　异步调制波形

a）定子磁链轨迹　b）输出负载相电压　c）输出负载相电流

2. 同步调制

在图5-27的扇区Ⅰ中，采样4次或2次，便可得到同步4脉冲模式和同步2脉冲模式

（1）同步4脉冲模式　此种模式所得的波形如图5-29所示，由图可见，4脉冲调制时，磁链轨迹和输出波形均规则排列，满足同步、半波对称及三相对称条件，适合较高速度区段。

（2）同步2脉冲模式　当采样为2次，得出波形如图5-30所示，由图可见，同步2脉冲模式调制时，磁链轨迹和输出波形均规则排列，满足同步、半波对称及三相对称条件，IGBT开关次数较少，适用于电动机高速运行阶段。

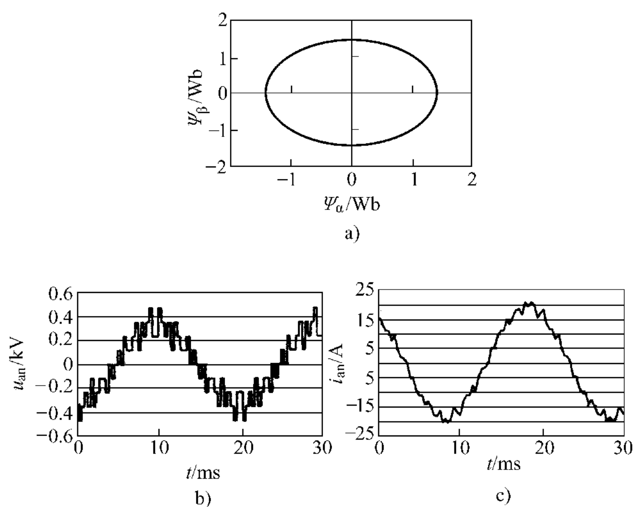


图 5-29　同步 4 脉冲模式

a）定子磁链轨迹　b）输出负载相电压　c）输出负载相电流

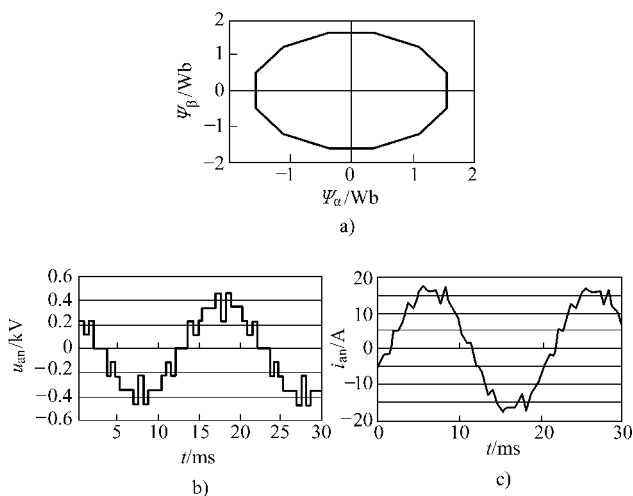


图 5-30　同步 2 脉冲调制模式波形

a）定子磁链轨迹　b）输出负载相电压　c）输出负载相电流

再生制动主要用于以下工况：

1）减速制动再生制动是一种必要的制动方式。当动车组要求减速时，优先使用再生制动，电动机发出能量回馈给电网，若不断降低定子供电频率，则可获得满意的减速制动特性如图 5-31 所示；

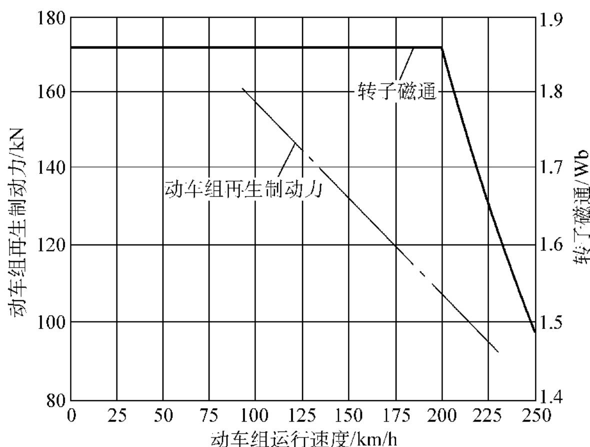


图 5-31　再生制动特性

2）恒速下坡制动。动车组下坡时，特别在长大坡道上，它可以提高列车在坡道上的速度，减少闸瓦、车辆轮箍的磨损，消除轮箍过热而产生的弛缓现象。

3）恒速工况。动车组为保证恒速运行，特设置恒速控制器，恒速控制器使动车组在牵引恒速、惰行和再生制动恒速工况平滑切换，保证其恒速运行。

5.4　同步电动机变频调速的 SVPWM 控制[3,5]

5.4.1　概述

同步电动机和同步发电机相同，定子是三相交流绕组，转子是磁极产生磁场，用于励磁，发电机在被原动机带动转子旋转后，磁场作用于定子绕组，便产生电动势，接上负载，便输出三相电流，对负载发送电能；电动机则是绕组通入三相电流，使转子旋转，对负载输送动能，带动工作机械。

在目前电气传动中，异步电动机和同步电动机同时被采用，两者比较：异步电动机的优点是：结构简单、坚固，造价低，适应恶劣的工作条件等，因此得到广泛的应用。缺点是：

1）功率因数小于 1，同功率的电机，异步机较同步机大 10% ~15%；

2）气隙小，低速大容量条件下不易制造；

3）过载倍数小于 2.5，在恒功率弱磁调速区，最大转矩按升速倍数的平方下降，因此不适合恒功率和过载倍数大的场合；

4）转子时间常数大，不适合快速弱磁调速。

同步电动机刚好相反，优点是功率因数高，接近于 1，过载倍数大，可制成大功率电机，符合低速大功率、冲击负载及恒功率调速场合；缺点是结构复杂，造价高，容易失步等。

同步电动机还有一个缺点，就是起动较复杂，不像异步电动机接上电源就可以工作。同步电动机接通三相电源后，转子开始旋转，但转速不能立即达到同步，产生有效转矩，必须采用起动方法。以前是依靠转子磁极上的直阻尼绕组进行异步起动，当转速上升达到同步时，再对磁极通电，从而产生同步转矩，将转子牵入同步，起动结束。这种方法如果条件不合适，还不一定成功；目前采用变频器起动，方便可靠，称为软起动。但是无论何种方法，在运行当中因一些条件影响，还会失去同步，不能继续运转，叫做失步。

根据上面的对比，异步电动机常用低压一般要求的中小功率场合，少数也用于大功率场合。而同步电动机相反，多数用于大功率大容量传动，少数用于中小功率传动。

同步电动机分励磁型和永磁型两种结构形式，励磁型转子通入直流电流，永磁型则用永久磁铁代替绕组。很明显前者造价高控制复杂，但适于制成大功率。后者结构较简单，成本较低，但不适合制成大功率，只适于中小功率传动，以作为伺服电机最多。

永磁型用于中小功率低压电动机，可用两电平逆变器驱动，励磁型用于高压大功率传动，要用三电平逆变器驱动。

同步电动机和异步电动机一样，可以进行矢量变换控制和直接转矩控制。

5.4.2 永磁式同步电动机直接转矩控制[5]

图 5-32 为永磁式同步电动机直接转矩控制系统图，可见与异步电动机基本相同。仍用逆变器电压矢量实现对电动机的电磁转矩和定子磁链的控制。采用的硬件也一样，具有转矩估计、磁链估计、滞环比较器、矢量开关表等。

图 5-32　永磁式同步电动机直接转矩控制系统图

5.4.3　励磁型同步电动机矢量控制[4]

励磁型可用三电平逆变器驱动，用于高压大功率传动，如大功率水泵、风机、轧钢机等传动。

励磁型同步电动机的矢量变换图如图 5-33，转子励磁绕组为旋转坐标系 m_t，励磁电流为 i_{uf}，在 m_t 轴上有分量 i_{st}、i_{sm}，按电机学有：

$$T_e = C_m \Phi_r i_{st}$$

式中　T_e——电磁转矩；

C_m——系数；

Φ_r——转子磁通；

i_{st}——转矩励磁分量。

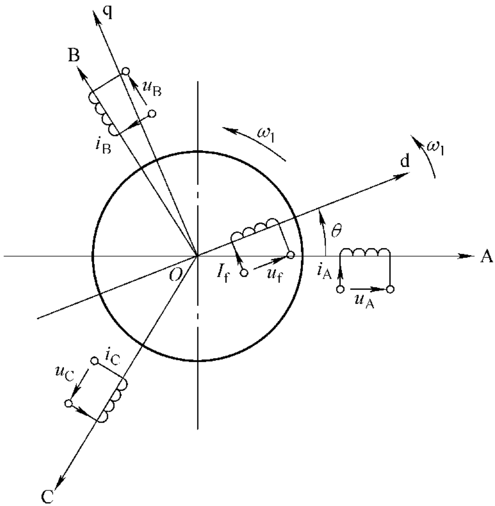


图 5-33　同步电动机矢量变换

矢量变换矢量变换控制系统图如图 5-34 所示，采用双闭环回路（转速闭环和电流闭环）。控制过程如下：测得的转速与给定值比较后，经转速调节器 ASR 调节，输出的是转矩给定信号 T_e^*。系统另一给定量 Φ^*，经磁通滞后模型得到 Φ_r^*，T_e^* 除以 Φ_r^* 即得到定子电流给定转矩分量的给定信号 i_{st}。与此同时乘以系数 T_Φ 即得合成励磁电流给定信号 i_r^*。按功率因数要求，系统还给出定子电流励磁分量给定信号 i_{sm}^*，然后将 i_r^*、i_{st}^*、i_{sm}和来自位置传感器 BQ 的旋转坐标相位角 θ，一起送到矢量运算器进行矢量运算，便可计算出定子三相电流给定值信

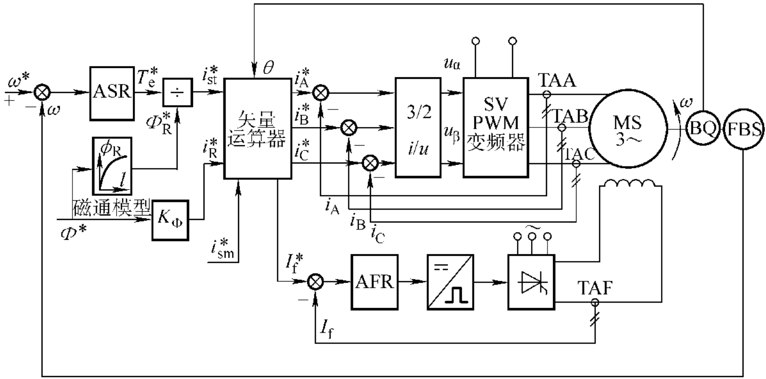


图 5-34　同步电动机 SVPWM 矢量控制系统

号 i_A^*、i_B^*、i_C^* 和励磁电流给定信号 i_f^*。通过 ACR 和 AFR 实行电流闭环控制，可使实际电流 i_A、i_B、i_C 及 i_f 跟随其给定值变化，获得良好的动态性能。当负载变化时还能尽量保持同步电动机的气隙磁通定子电动势及功率因数不变。

以上是控制过程，得到了电流给定值，接着要将给定值与一实际电流值进行比较，得到差值也就是控制值，送到变换器进行 3/2 变换及电流、电压转换，输出参考电压矢量两个分量 u_α、u_β，送到逆变器，经过 SVPWM 算法运算，便可得到开关模式，输出开关信号控制电动机运行。

参考文献

[1] 李永东，肖曦. 大容量多电平变换器［M］. 北京：科学出版社，2003.

[2] 张皓. 高压大功率变频调速系统［M］. 北京：机械工业出版社，2006.

[3] 陈伯时，陈敏逊. 交流调速系统［M］. 北京：机械工业出版社，1998.

[4] 倚鹏. 高压大功率变频技术原理与应用［M］. 北京：人民邮电出版社，2008.

[5] 周扬忠，胡育文. 交流电动机直接转矩控制［M］. 北京：机械工业出版社，2009.

[6] 宋文胜，冯晓云，蒋威. 一种单相三电平中点钳位整流器的 SVPWM 控制方法［J］. 电工技术学报，2007（7）.

[7] 葛兴来，冯晓云，黄金. 基于 FPGA 和 dSPACE 的三电平逆变器 SVPWM 控制［J］. 电力电子技术，2009（12）.

[8] 张寅孩，陈剑. 转子磁链定向的异步电机矢量控制实验研究［J］. 电力电子技术，2004（4）.

[9] 余艳，李玲. 基于 SVPWM 矢量控制变频仿真分析［J］. 电机与控制应用，2009（7）.

[10] 王利军. 高速动车组再生制动工况变流器控制算法研究与实现［D］. 西南交大学位论文，2008.

[11] 邓先明，王冬冬，等. 基于简化三电平 SVPWM 算法的整流器研究［J］. 电力电子技术，2008（5）.

[12] 大庆石化厂技术改造总结.

[13] 宋文胜，冯晓云，蒋威. 一种单相三电平中点钳位整流器的 SVPWM 控制方法［J］. 电工技术学报，2007（7）.

第 6 章　多电平 SVPWM 技术及其应用

6.1　多电平逆变器

多电平 SVPWM 技术是多电平逆变器采用的空间电压矢量脉宽调制技术，所以必须从多电平逆变器说起。多电平逆变器属于高压变频器，故要先介绍高压变频器。

6.1.1　高压变频器

现代工业领域中，拥有大量的大功率风机、泵类设备，例如高炉鼓风机、炼钢制氧机、除尘风机、石化生产的压缩机，还有电力工业的给水泵、引风机，矿山的排水泵、排风扇以及城市供水泵等、这些设备的驱动电动机都是 400 ~ 40000kW、3 ~ 10kV 的大功率高压交流电动机，如果不用调速装置，将使电能造成很大的浪费。轧钢机、电力机车等也常用大功率高压电动机驱动或牵引，也需要调速装置来进行精确控制。据统计，高压电动机用电量占总的电动机用电量的 2/3 以上，因此开发和生产高压大功率变频器是十分必要的。

高压变频器和低压变频器实质上区别不大，在变频原理、机械特性与负载特性、控制技术、对周边电气设备的影响等方面基本上是相同的。只是由于开关器件的耐压、造价和谐波对周边设备影响较大等原因，开发了新的高压变频器主电路拓扑结构。此外因负载对动稳态的要求较高，故对 PWM 控制方法及控制技术等方面也有许多新的开发。

高压变频器按结构特点可分为两类结构方式：第一类为高 – 低 – 高式高压变频器，由降压变压器将电网高压降为市用低压（如 400V），接入一般低压变频器变频，再经升压变压器升为高压，驱动高压电动机，包含了高、低、高三个环节，故称为高 – 低 – 高式高压变频器；第二类为高 – 高式高压变频器，变频器直接接到电网高压，变频后直接接到高压电动机，只有高、高两个环节，没有低压环节，故称为高 – 高式高压变频器。这类变频器又分开关器件串联式、钳位式和功率单元串联式三种高压变频器。所谓开关器件串联是指一般两电平变频器每个桥臂用两个或两个以上开关器件串联，以适应承受高压的需要。

高压变频器按输出电平可分为两电平和多电平两类，两电平变频器输出只有两个电平，包括高 – 低 – 高式、开关器件串联式高压变频器；多电平变频器是指输出多于两电平的变频器，包括钳位式变频器和功率单元串联式变频器，其中三电平钳位式变频器应用最广，已于上一章中讲述。

6.1.2 多电平逆变器

多电平变频器的关键部分是逆变器，因此多电平变频器常直接称为多电平逆变器。如前所述，一般逆变器的输入为一个单一的直流电源，当对此恒定的直流电压进行脉宽调制，输出为幅值一定的 PWM 波。如果设直流电压为 U_d，以低压节点为零电位，经过逆变器得到的 PWM 波只有两个电平，即 U_d 和 0，因此这种逆变器称为两电平逆变器。如前文所述这种逆变器存在两个问题：一个是串联器件可能会同时导通或关断，造成逆变失败；另一个是存在很高的 du/dt 和共模电压，对电动机绝缘造成威胁。为此，20 世纪 80 年代以来人们开发了多电平逆变器克服这些缺点。

多电平逆变器能输出多于两电平的电压，其原理图如图 6-1 所示，如果有几个直流源经逆变器通过特定的拓扑变换，并控制不同的直流电源串联输出，则在逆变器电路的不同的开关状态下，就可以在输出端得到不同幅值的多电平输出。采用这种原理的变换电路称作多电平电路，用这种方法实现的逆变器，就是多电平逆变器。

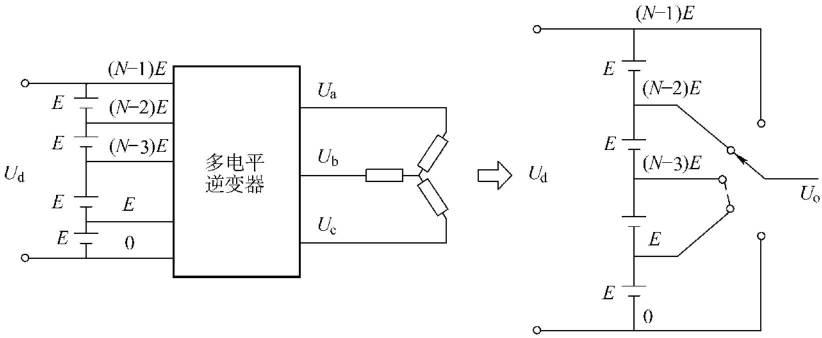


图 6-1 多电平输出原理示意图

由于高压大功率电压型多电平逆变器得到了广泛而深入的研究，各种电压型多电平逆变电路拓扑相继提出，其控制性能得到了很大的提高，因此成为了高压大功率电力电子系统的发展方向。近年来，这种逆变器开始在大功率变频领域得到大量应用。

目前多电平逆变器的拓扑结构十分繁多，常用的为钳位式逆变器和功率单元串联式逆变器（也称级联型逆变器），其中二极管钳位式逆变器用得较多，二极管三电平钳位式逆变器尤为突出，已在上一章做了详细的讲述，这里只介绍其他多于两电平以上的逆变器。

6.1.3 多电平逆变器分类

1. 钳位式多电平逆变器

这类逆变器拓扑结构类似于钳位式三电平逆变器，桥臂由多个开关器件串

联，由二极管或电容进行钳位，目前多用二极管钳位式，图 6-2 所示为二极管钳位式五电平逆变器。

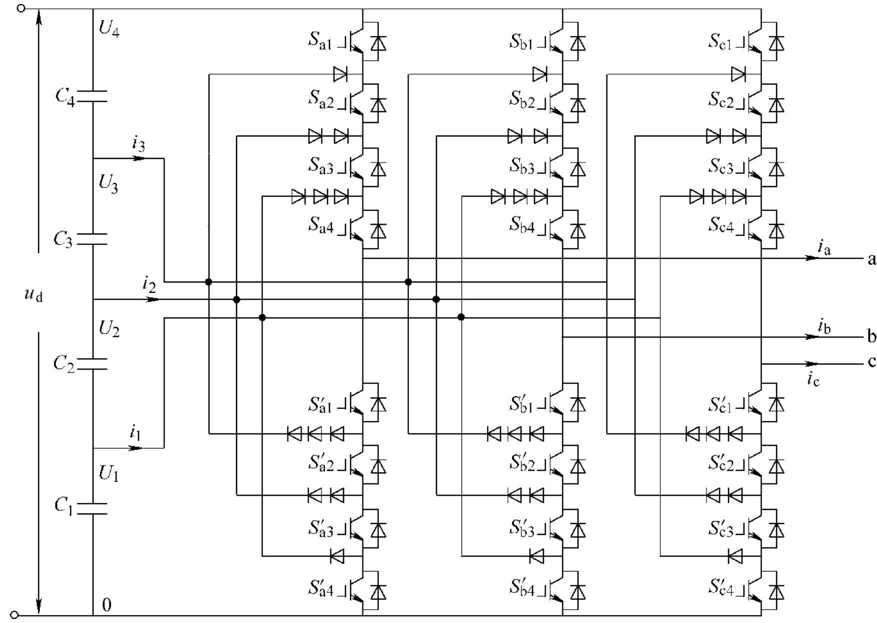


图 6-2　二极管钳位式五电平逆变器

二极管钳位式多电平逆变器具有下列特点：

1）除 0 电位、$(N-1)E$ 外，其余电位被二极管固定在直流电压的某一分压值上。

2）M 电平逆变器，直流侧需（$M-1$）个电容，能输出 M 电平相电压、（$2M-1$）电平线电压。

2. 功率单元串联式多电平逆变器

功率单元串联式多电平逆变器，由多个低压功率单元串联叠加而成，其结构如图 6-3 所示，以达到高压输出。各功率单元由一体化的输入隔离变压器的二次侧分别供电（以低压形式输出），由若干个低压变频功率单元以输出电压串联方式来实现高压输出。功率单元为三相输入单相桥输出，其结构如图 6-4 所示。每个功率单元在结构上完全一致，可以互换。由于功率单元是基本的交－直－交单相 H 形逆变桥，故此种逆变器也称为 H 桥型或桥联型逆变器，有些文献也称之为级联型逆变器。

设图 6-3 中每相有 N 个功率单元串联，则输出相电压所含电平数为（$2N+1$），输出线电压所含电平数为（$4N+1$）。N 电平逆变器所需的独立直流电源和单相逆变器桥的数目均为（$N-1$）/2。

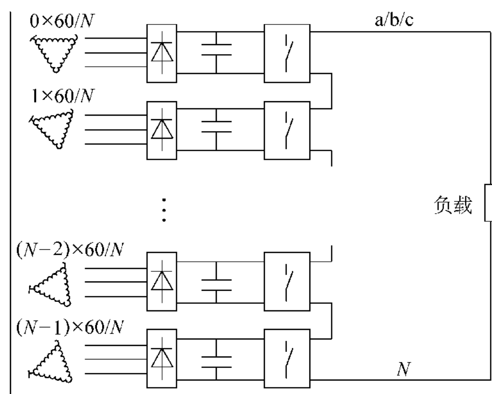


图 6-3　功率单元串联式多电平逆变器结构

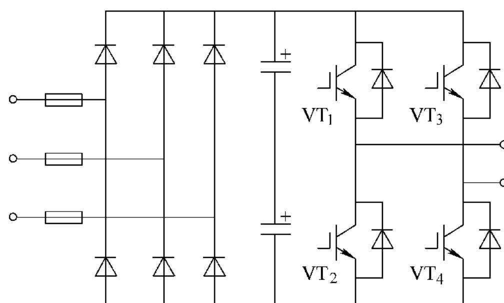


图 6-4　功率单元结构

按此推论，当每相功率单元 $N=1$ 时，为三电平，等同于二极管钳位式三电平逆变器；当 $N=2$ 时为 5 电平逆变器，余类推。故功率单元串联式逆变器的输出电平为 3、5、7…但功率单元串联逆变器是按每相所用单元数分类，分为 2 单元、3 单元、4 单元等（一般不按电平数分类）。

图 6-5 所示为 3 单元逆变器主电路拓扑结构。每个单元分别由输入隔离变压器的一个二次绕组供电。隔离变压器共有 9 个二次绕组。各功率单元及其绕组相互绝缘，且对地有足够的耐压。功率单元中的 IGBT 采用低压器件（1500V），二次绕组电压为 690V，输出 0 ~ 690V 可调电压和 0 ~ 120Hz 的可调频率，具有统一的结构。每个功率单元承受全部的输出电流，但仅承受 1/3 的输出相电压和 1/9 的输出功率。总的谐波电流畸变率可低于 3%，功率因数可达 0.95 以上，可不必采用输入滤波器和功率因数补偿器，节省了开支。

图 6-6 所示为一个较复杂的五单元 H 桥逆变器，变频器的总谐波电流畸变率可低于 3%，功率因数可达 0.95 以上，也可不必采用输入滤波器和功率因数补偿器，逆变器输出电压达 6 ~ 10kV，容量达 7200kVA。

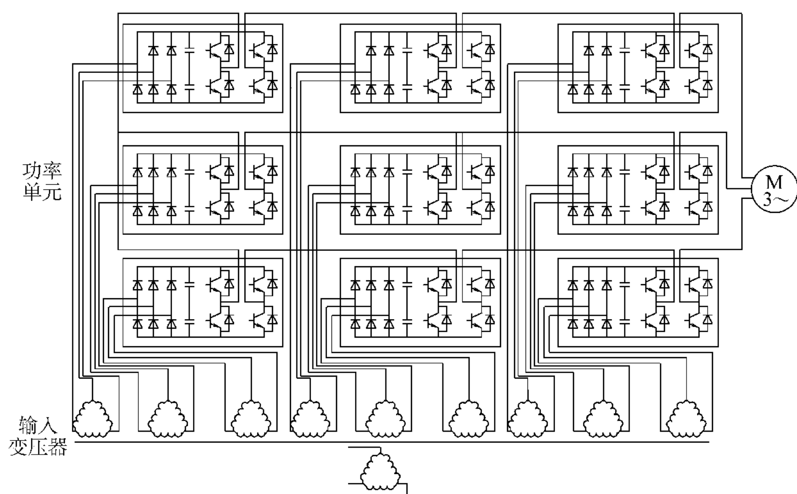


图 6-5　3 单元逆变器主电路拓扑结构

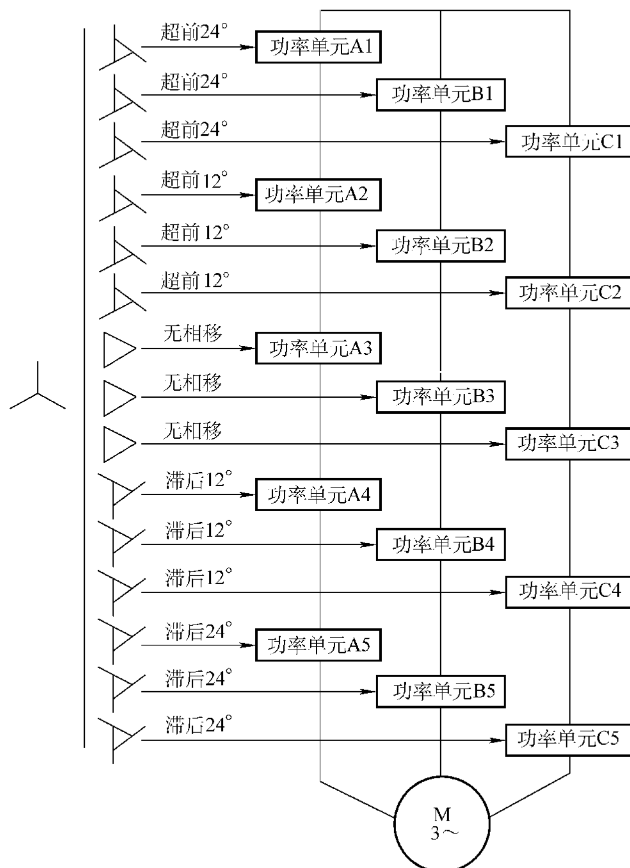


图 6-6　五单元 H 桥逆变器

功率单元串联式逆变器有如下特点：

1）主电路由相同的单相逆变器桥组成，可以互换，因此便于实现电路的模块化设计和封装。

2）不需要钳位，不存在钳位二极管和电容引起的电压不均衡的问题。

3）输入功率因数高（0.95 以上），谐波小，共模电压干扰小［见注 1］对电网的污染小，被称为“绿色产品”。

4）需要多个相互隔离的独立电压源，供电系统设计比较复杂。

5）效率较低，成本较高，占地较大。

6）不适于四象限运行和直接转矩控制系统应用。

6.1.4 多电平逆变器的优缺点

多电平逆变器靠增加电平数来减少输出电压中的谐波，图 6-7 所示为其功率单元串联的多单元逆变器的输出波形。由于有多个直流电源串联，开关器件的耐压与 du/dt 只取决于与之并联的那一个直流电源，因而 du/dt 小，电磁干扰小，开关器件可用耐压低的等级。逆变器的输出电压取决于多个直流电源串联的电压之和，因此提高了逆变器的输出电压和输出功率。由于多电平逆变器是通过增加电平数来减小输出电压谐波的，故可以使开关器件工作在低频或工频，开关损耗小，逆变效率高，适合于高电压大功率场合应用。

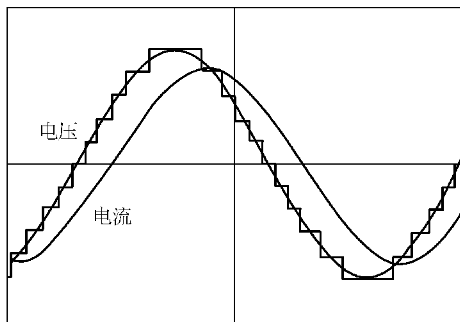


图 6-7 多单元逆变器输出电压电流波形

除上述优点外，多电平逆变器的优点还体现在三相系统中输出的共模电压（负载不平衡时电动机绕组中点对地的电压，也称零序电压）较小。在驱动电动机的情况下，共模电压过大会对电动机的绝缘以及轴和轴承造成损害，在高压大功率应用场合，这种逆变器一般不需要相应措施。

多电平逆变器的主要缺点是所需的电容器和开关器件很多，且每一个开关器件都要独立控制，从原理上讲，其可靠性就较差。此外，因结构复杂，所需元器件多，造价较高。功率单元串联式逆变器需要输入变压器，降低了效率，也提高了造价，这是设计者和用户所要考虑的。特别是功率单元串联式高压逆变器。

6.2 多电平逆变器空间电压矢量与分布

由于目前采用 SVPWM 技术主要是二极管钳位式逆变器，所以下面讲述空间矢量分布、参考矢量的位置、基本矢量选择、开关作用时间计算、开关状态输出

模式的确定等SVPWM算法，主要是结合这类逆变器，但其他类型的多电平逆变器，只要是相同电平数逆变器也可以适用。

图6-8所示为三相多电平逆变器的开关模型，电路是一个三相电压源，这个电压源的每一相可以输出多级的直流电平，对于一个 n 电平逆变器，假设每一级的电平值为

$$E=\frac{U_{\mathrm{d}}}{n-1}$$

则每相可以输出0、E、$2E$、…、$(n-1)E$，共 n 种不同的电平值，图6-8即为典型的带三相对称负载的多电平逆变器开关模型。

设图6-8中三相的开关函数为 S_a、S_b、S_c，$S_{a,b,c}=\{0,1,K,n-1\}$，则三相输出可分别表示为 $u_a=S_aE$，$u_b=S_bE$，$u_c=S_cE$。以逆变器直流侧最低电位为参考零点o，则每一相输出的电平序数可以表示为0，1，K，$(n-1)$。设负载的中点为N，则输出电压用以下方程式表示：

$$\begin{cases}u_{aN}=u_{ao}-u_{No}\\u_{bN}=u_{bo}-u_{No}\\u_{cN}=u_{co}-u_{No}\end{cases}\tag{6-1}$$

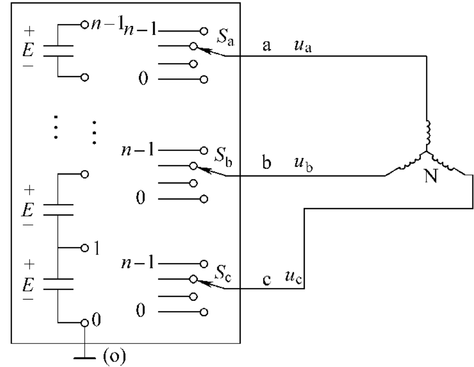


图6-8　带三相对称负载的多电平逆变器带三相对称负载的开关模型

三相负载平衡时，负载相电压之和为零，将式（6-1）各式相加得到式（6-2）：

$$u_{No}=\frac{1}{3}(u_{ao}+u_{bo}+u_{co})\tag{6-2}$$

式中　u_{aN}，u_{bN}，u_{cN}——负载相电压；

u_{ao}，u_{bo}，u_{co}——逆变器三相输出电压；

u_{No}——负载中点对逆变器零参考点的电压。

若三相不平衡，u_{No}为逆变器输出的零序分量。对于三相多电平逆变器的输出电压，与前述三电平一样，空间矢量可定义为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{u}&=\frac{2}{3}E(S_a+aS_b+a^2S_c)\\&=\frac{E}{3}[(2S_a-S_b-S_c)+\mathrm{j}\sqrt{3}(S_b-S_c)]\end{aligned}\tag{6-3}$$

式中　$a=\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{3}}$；

$E^*=(n-1)E$。

多电平逆变器空间状态矢量有如下特点：

1）三相多电平逆变器有 n^3 种输出开关状态，即有 n^3 个空间矢量。

2）共有 $\left(1+6\sum_{i=1}^{n-1} i\right)$ 个基本矢量（有效矢量）。

图 6-9 所示为四电平逆变器空间矢量和开关状态图，图中示出了基本矢量，可看到内部冗余矢量逐层增加，每深入一层增加一个。

根据开关逻辑分析，可知随着电平数的增多，多电平基本矢量和相应的开关状态冗余进一步增多，同时多电平运行状态控制的复杂程度也大大增加，使得多电平 SVPWM 算法也越来越复杂，其性能要求也更高。

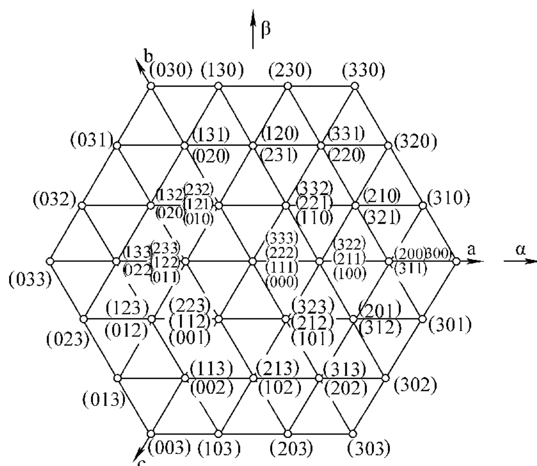


图 6-9 四电平逆变器空间矢量和开关状态

功率单元串联式逆变器中的 8 单元逆变器为 17 电平。图 6-10 所示为 8 单元 17 电平的空间矢量图。如果任一相要有 0 ~ 8 个输出电平，可组合 256 种空间电

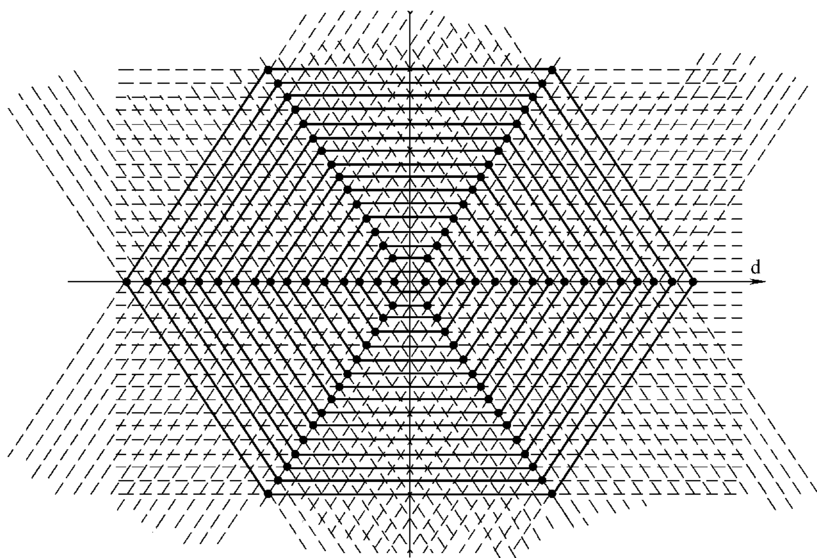


图 6-10 8 单元 17 电平的空间矢量

压矢量，那么三相就有它的立方数，即 16777216 个空间矢量，它们分别落在图中所示的大六边形内部的各个交点上，其控制算法将十分复杂。

6.3 多电平 SVPWM 控制算法

6.3.1 算法的复杂性和解决的基本思路

和前述两电平、三电平一样，多电平 SVPWM 控制的目标首先是保证逆变器输出的线电压（或负载上得到的相电压）与参考电压矢量的要求一致；再就是控制逆变器的运行状态，使之符合所要求的性能指标。对于不同的多电平结构，这些性能指标具体的要求也不同，但一般包括了储能电容的电压平衡控制、输出谐波控制、所有功率开关器件的输出功率平衡控制、器件开关损耗控制等。

由于多电平逆变器控制要求较高，加上基本空间矢量繁多，所以 SVPWM 控制算法与两电平、三电平时有所不同，增加了许多难度，具有很大的复杂性。

多电平 SVPWM 算法的复杂性表现在下列方面：

1）电平数增加引起的复杂性。在电平数增加方面，随着逆变器电平数的上升，空间矢量的平面模型变得更加复杂，冗余开关状态也增多，这都会导致算法的复杂性上升。算法复杂性上升的速度有所不同，有的是二次方速率上升，有的是三次方速率甚至更高，总之，多电平较两电平、三电平复杂得多。

2）多目标控制带来的复杂性。多电平逆变器除了需要控制输出电压之外，还可能需要对逆变器的运行状态进行控制，以及要求某些系统性能的优化控制，如对开关器件动作的优化控制，对多个功率单元的功率平衡控制等，因此多电平逆变器的控制常会同时不只控制一个目标，这些就带来了多电平算法的复杂性。

3）冗余性带来的复杂性。多电平变换电路具有很多冗余开关状态，在空间矢量平面上，不同的基本矢量对应的开关状态的冗余数量不同，对逆变器运行状态的影响也不同。在多数情况下，现有的冗余开关状态只是全部开关状态的一个子集，因而不能全面估计出全部状态对变换器性能的影响，因此带来了多电平的复杂性。

根据上述的复杂性，多电平控制算法的复杂程度可想而知，因此学者们竭力思考解决的办法，认为应从简单化、通用化着手。所谓简单化，是力求抓住要点，使控制过程简单适用，排除烦琐；所谓通用化，是指 SVPWM 控制算法对不同电平数适用以及对不同拓扑结构的通用。

根据这个共识，目前广大学者的研究方法大都是按照 SVPWM 的矢量合成原理，选取不同参考坐标系来分析空间矢量在不同坐标轴上投影，然后计算出合成 SVPWM 所需要的各个矢量及相应的持续时间。已经得出的用于研究多电平 SVPWM 的坐标系包括传统的平面笛卡儿坐标系、非正交 KL 坐标系、60°坐标系、三维笛卡儿坐标系、虚坐标系等；此外还有一些多电平简化算法，各自具有优点和

缺点，这里简要讲述其中几种。

6.3.2 各种坐标系算法

（1）传统的笛卡儿 α－β 坐标系算法[1]

此法类似于三电平 SVPWM 简化为两电平算法。由于普通两电平 SVPWM 算法比较简单，如果能将多电平空间矢量分为两电平的空间矢量的组合，如图6-11所示，将使得 SVPWM 算法大为简化。

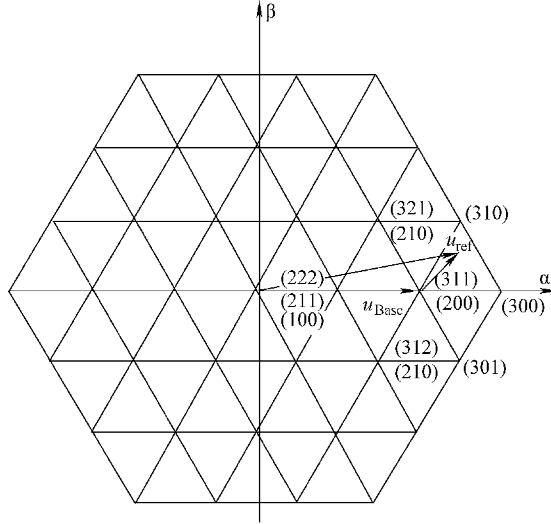


图 6-11　参考矢量的分解

此方法是在多电平空间矢量图中，将参考电压矢量分解成为基矢量和两电平分矢量，然后用类似两电平空间矢量的方法确定构成小三角形三个顶点的基本矢量，以及计算对应的作用时间。

根据上述思想，对任意多电平三相参考电压可以分解为基矢量和对应两电平分量的矢量和，可表示为

$$\boldsymbol{u}_{ref} = \boldsymbol{u}_{rBase} + \boldsymbol{u}_{r}' \tag{6-4}$$

式中　$\boldsymbol{u}_{ref}$——多电平逆变器给定参考电压矢量；

$\boldsymbol{u}_{rBase}$——基矢量；

$\boldsymbol{u}_{r}'$——等效两电平空间矢量。

根据伏秒平衡的原则，多电平逆变器的三个基本矢量合成参考电压矢量的公式表示为

$$U_{ref} \cdot T_s = U_1 \cdot T_1 + U_2 \cdot T_2 + U_3 \cdot T_3 \tag{6-5}$$

不计零序分量，对三相参考电压的整数分量和两电平分量进行 Clark 变换，表示为笛卡儿 αβ 坐标系中的空间矢量形式，得到 αβ 坐标系中的基矢量和两电

平分矢量：

参考电压基矢量为

$$\boldsymbol{u}_{\mathrm{rBase}(\alpha\beta)}=\begin{bmatrix}u_{\mathrm{rbase}\alpha}\\ u_{\mathrm{rbase}\beta}\end{bmatrix}=\boldsymbol{C}_{3/2}\boldsymbol{u}_{\mathrm{rBase}} \tag{6-6}$$

两电平分矢量为

$$\boldsymbol{u}_{\mathrm{r}(\alpha\beta)'}=\begin{bmatrix}u'_{\mathrm{r}\alpha}\\ u'_{\mathrm{r}\beta}\end{bmatrix}=\boldsymbol{C}_{3/2}\boldsymbol{u}'_{\mathrm{r}} \tag{6-7}$$

于是 αβ 坐标系下的电压参考矢量 $\boldsymbol{u}_{\mathrm{ref}(\alpha\beta)}$ 如下式表达：

$$u'_{\mathrm{r}(\alpha\beta)}=u_{\mathrm{ref}(\alpha\beta)}-u_{\mathrm{rBase}(\alpha\beta)}$$

基本矢量如下式：

$$\begin{cases}\boldsymbol{u}_{1(\alpha\beta)}=\boldsymbol{u}_{\mathrm{rBase}(\alpha\beta)}+\boldsymbol{u}'_{1(\alpha\beta)}\\ \boldsymbol{u}_{2(\alpha\beta)}=\boldsymbol{u}_{\mathrm{rBase}(\alpha\beta)}+\boldsymbol{u}'_{2(\alpha\beta)}\\ \boldsymbol{u}_{3(\alpha\beta)}=\boldsymbol{u}_{\mathrm{rBase}(\alpha\beta)}+\boldsymbol{u}'_{3(\alpha\beta)}\end{cases} \tag{6-8}$$

伏秒特性为

$$u'_{\mathrm{r}(\alpha\beta)}T_{\mathrm{s}}=u'_{1(\alpha\beta)}T_1+u'_{2(\alpha\beta)}T_2+u'_{3(\alpha\beta)}T_3$$

或

$$u'_{\mathrm{r}(\alpha\beta)}T_{\mathrm{s}}=(u_{\mathrm{rBase}(\alpha\beta)}+u'_{1(\alpha\beta)})T_1+(u_{\mathrm{rBase}(\alpha\beta)}+u'_{2(\alpha\beta)})T_2+(u_{\mathrm{rBase}(\alpha\beta)}+u'_{3(\alpha\beta)})T_3$$

基本矢量工作时间如下式：

$$\begin{cases}T_2=\dfrac{2T_{\mathrm{s}}}{\sqrt{3}}\left(\nu'_{\mathrm{r}\alpha}\sin\dfrac{(k+1)\cdot\pi}{3}-\nu'_{\mathrm{r}\beta}\cos\dfrac{(k+1)\cdot\pi}{3}\right)\\ T_3=\dfrac{2T_{\mathrm{s}}}{\sqrt{3}}\left(-\nu'_{\mathrm{r}\alpha}\sin\dfrac{k\cdot\pi}{3}+\nu'_{\mathrm{r}\beta}\cos\dfrac{k\cdot\pi}{3}\right)\\ T_1=T_{\mathrm{s}}-T_2-T_3\end{cases} \tag{6-9}$$

式中　T_{s}——开关周期。

通过上述计算，便可得出合成参考矢量的三个基本矢量及其作用时间。

（2）60°坐标系多电平算法

上一节讲述的 αβ 坐标系多电平控制算法，虽然做到简化，提出也最早，但仍显得计算量大，因此许多学者进行简化的探索，提出了许多新的算法方案，60°坐标法是较为成熟的一种。

这种控制策略是通过坐标变换将 ABC 三相坐标变换为非正交的 60°（g，h）坐标系。即是将传统的三电平空间电压矢量坐标转化为描述一个三维空间线电压矢量$\boldsymbol{u}_{\mathrm{ref}}=[u_{\mathrm{ab}}u_{\mathrm{bc}}u_{\mathrm{ca}}]^{\mathrm{T}}$。因此，60°（$g$，$h$）坐标变换下的参考矢量可以表示为$\boldsymbol{u}_{\mathrm{ref}}(g,h)=\boldsymbol{T}\boldsymbol{u}_{\mathrm{ref}}(u_{\mathrm{ab}},u_{\mathrm{bc}},u_{\mathrm{ca}})$。其中变换矩阵 $\boldsymbol{T}=\dfrac{1}{3U_{\mathrm{d}}}\begin{bmatrix}2&-1&-1\\-1&2&-1\end{bmatrix}$。通过

对参考矢量的坐标进行向上、向下取整，可得在新坐标系下合成参考矢量的3个（g，h）坐标；根据幅秒平衡原理，可求得3个坐标的作用时间；最后通过坐标变换，将得到的3个（g，h）坐标反变换为ABC三相标系下的空间矢量。

详细推导过程可参考第4章。

（3）KL坐标系SVPWM算法[7]

此种多电平SVPWM算法采用KL坐标系，如图6-12a所示。在该坐标系中，L轴与α轴重合，K轴是β轴逆时针旋转30°形成的，可见K轴与B相重合。当逆变器输出状态形成的$\boldsymbol{u}_r$落在图6-12b所示的某一个三角形内。则$\boldsymbol{u}_r$将由这三角形顶点$\boldsymbol{u}_1$、$\boldsymbol{u}_2$、$\boldsymbol{u}_3$ 3个矢量合成。

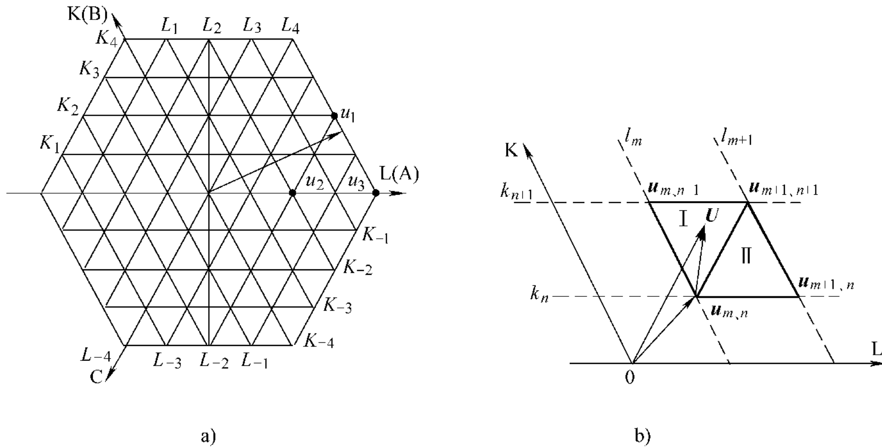


图6-12 KL坐标系多电平逆变器空间矢量图

按图6-12a示出KL坐标系下的空间矢量示意图，可得到图6-12b KL坐标系下空间矢量合成图，参考矢量$\boldsymbol{u}_{ref}$落在k_n、k_{n+1}、l_m、l_{m+1}构成的菱形区内。这个菱形内部包含两个三角形。将上面的三角形称之为Ⅰ型，下面的三角形称之为Ⅱ型。

1）假如$\boldsymbol{u}_r$落入三角形Ⅰ型内部，它将由矢量$\boldsymbol{u}_{m,n}$、$\boldsymbol{u}_{m,n+1}$、$\boldsymbol{u}_{m+1,n+1}$合成，可得到作用时间为

$$\begin{cases} t_{m,n} = T + \dfrac{T(u_{ca} + mU_d)}{U_d} \\ t_{m+1,n} = \dfrac{T[u_{ab} + (n-m)U_d]}{U_d} \\ t_{m+1,n+1} = -\dfrac{T(u_{bc} - nU_d)}{U_d} \end{cases} \tag{6-10}$$

2）如果U_r落入三角形Ⅱ型内部，U_r将由$\boldsymbol{u}_{m,n}$，$\boldsymbol{u}_{m+1,n}$，$\boldsymbol{u}_{m+1,n+1}$合成，可求得

$$
\begin{cases}
t_{m,n} = T + \dfrac{T(u_{ca} + mU_d)}{U_d} \\
t_{m+1,n} = -\dfrac{T[u_{ab} + (n-m)U_d]}{U_d} \\
t_{m+1,n+1} = -\dfrac{T(u_{bc} - nU_d)}{U_d}
\end{cases}
\tag{6-11}
$$

式（6-10）和式（6-11）为合成 3 个矢量持续时间，可见整个算法只包含简单的乘法、加法运算，十分简便，因此，若用 KL 坐标系算法解决电网电压缺损的问题，可以取得良好的效果[7]。

（4）ja－jb－jc 虚坐标法[1]

本算法采用二维坐标系，如图 6-13 中所示的 ja－jb－jc 坐标系，其中的 ja 轴即为 αβ 坐标系下的 β 轴，而 jb、jc 轴也就可以看作 b 相和 c 相逆时针旋转 90°后对应的虚轴。因此把这种三轴坐标系称为虚坐标系。

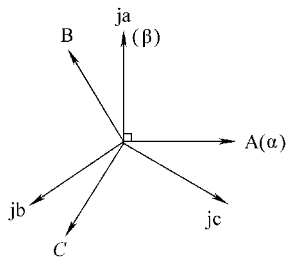


图 6-13　平面上的三轴坐标系

设 x_{ja}，x_{jb}，x_{jc} 和 x_a，x_b，x_c 分别为 ja－jb－jc 虚坐标系和 ABC 坐标系下的值，则 ABC 坐标系到 ja－jb－jc 虚坐标系的转换关系如下式所示：

$$
\begin{bmatrix} x_{ja} \\ x_{jb} \\ x_{jc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{6-12}
$$

而从 αβ 坐标系到 ABC 坐标系的反 Clark 变换为如下式所示：

$$
\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\dfrac{1}{2} & \dfrac{\sqrt{3}}{2} \\ -\dfrac{1}{2} & -\dfrac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \tag{6-13}
$$

其中，x_α，x_β 为 αβ 坐标下的值，则由式（6-12）和式（6-13）可以得到从 αβ 坐标系到 ja－jb－jc 坐标系的变换，即

$$
\begin{bmatrix} x_{ja} \\ x_{jb} \\ x_{jc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} \\ -\dfrac{\sqrt{3}}{2} & -\dfrac{1}{\sqrt{2}} \\ \dfrac{\sqrt{3}}{2} & -\dfrac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \tag{6-14}
$$

由此可见，采用 ja、jb、jc 三个坐标轴表示一个二维矢量，一方面体现了三相对称的特点，便于数学分析；另一方面，变换后的三个坐标值分别是输出的三个线电压，物理意义明确。

1）非零序分量的控制。这一部分的任务是在根据参考矢量 $\boldsymbol{u}_{\text{ref}}$确定合成矢量的坐标和对应作用时间。参考矢量一般选择与参考矢量最近的三个基本矢量来合成，即其终点所在小三角形的三个顶点。其步骤：第一步由参考矢量终点坐标值确定所在的三个顶点的坐标值，第二步计算三个顶点对应的作用时间，即占空比。

2）零序分量的控制。当三个基本矢量确定后，每个矢量通常对应几个不同的开关状态。定义一个采样周期内顺序输出的开关状态为输出开关序列，则三个矢量的全部冗余开关状态可以组成若干组输出开关序列，每一组序列对应不同的零序分量输出，通过选择不同的开关序列，就可实现不同的零序目标。因此，多电平逆变器零序分量控制实际是在只影响输出零序分量的条件下变换开关状态组合。实现这一控制步骤包括冗余开关状态的确定、输出开关序列形式的确定以及计算每相的占空比。

同零序分量和三相输出开关序列之间的关系。

虚坐标系算法突出的特点是考虑了零序分量的控制，这是当前研究的热门课题，整个详细内容请参阅参考文献［1］。

6.3.3 多电平 SVPWM 简化算法二例

（1）用参考电压矢量所在三角形算法[4]

由于任意一个多电平逆变器的参考电压矢量，均处于电压矢量分布图中一个三角形中如图 6-14 所示。为了利用电压矢量 $\boldsymbol{u}_1(\alpha_1, \beta_1)$，$\boldsymbol{u}_2(\alpha_2, \beta_2)$ 以及 $\boldsymbol{u}_3(\alpha_3, \beta_3)$ 合成参考电压矢量 $\boldsymbol{u}_0(\alpha_0, \beta_0)$，$\boldsymbol{u}_0$ 即前述的 $\boldsymbol{u}_{\text{ref}}$有如下表达式：

$$\boldsymbol{u}_0 = d_1\boldsymbol{u}_1 + d_2\boldsymbol{u}_2 + d_3\boldsymbol{u}_3 (d_1 + d_2 + d_3 = 1) \tag{6-15}$$

式中　d_1、d_2 及 d_3——矢量 $\boldsymbol{u}_1$、$\boldsymbol{u}_2$ 和 $\boldsymbol{u}_3$ 作用占空比。

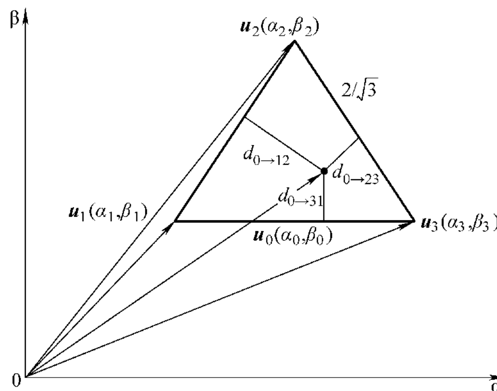


图 6-14　多电平逆变器矢量合成的基础

若任意3个矢量顶点构成的正三角形均全等，且三角形边长均为$2/\sqrt{3}$，这样三角形的高为1，则式（6-15）占空比计算公式简化为下式所示：

$$d_1=d_{0\to23},\quad d_2=d_{0\to31},\quad d_3=d_{0\to12}$$

在三相变换器的矢量图中，所有的三角形均为正三角形，且均全等。但要使式（6-15）适用，我们在做坐标变换时，要选择一个合适的系数，使得三角形的边长为$2/\sqrt{3}$。采用线电压坐标系，这样任何一个三角形的三个边分别垂直于轴ab、bc和ca。这样从参考矢量端点到一个三角形的边距离等于参考矢量在三个坐标轴上的投影。

以下即为本算法计算步骤：

第一步：获得参考电压矢量及其投影。

根据控制算法，计算出αβ定子静止两相坐标系中定子电压参考矢量分量$u_{s\alpha}^*$和$u_{s\beta}^*$，并把它的坐标变换到abc三相坐标系中，得三个轴线上的分量u_a^*、u_b^*、u_c^*为

$$\begin{bmatrix}u_a^*\\u_b^*\\u_c^*\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1&0\\-\frac{1}{2}&\frac{\sqrt{3}}{2}\\-\frac{1}{2}&-\frac{\sqrt{3}}{2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u_{s\alpha}^*\\u_{s\beta}^*\end{bmatrix}\tag{6-16}$$

把式（6-16）所示的三相坐标系中的相绕组量变换到ab、bc及ca三相线电压坐标系中，且为了使得每个三角形边长为$2/\sqrt{3}$，取缩小系数为$(m-1)/U_{DC}$，得

$$u_{ab}^*=\frac{m-1}{U_{DC}}(u_a^*-u_b^*),u_{bc}^*=\frac{m-1}{U_{DC}}(u_b^*-u_c^*),u_{ca}^*=\frac{m-1}{U_{DC}}(u_c^*-u_a^*)\tag{6-17}$$

式中　m——逆变器电平数。

经坐标变换后的坐标系及电压矢量如图6-15所示。

第二步：对投影取整。

令floor(x)为不大于变量x的最大整数；ceil(x)为不小于变量x的最小整数，则对轴ab、bc、ca上的投影分量分别取整得

$$\begin{aligned}&f_{ab}=\mathrm{floor}(u_{ab}^*),c_{ab}=\mathrm{ceil}(u_{ab}^*),\\&f_{ab}=\mathrm{floor}(u_{bc}^*),c_{bc}=\mathrm{ceil}(u_{bc}^*),\\&f_{ca}=\mathrm{floor}(u_{ca}^*),c_{ca}=\mathrm{ceil}(u_{ca}^*),\end{aligned}\tag{6-18}$$

注意$f_{ab}+f_{bc}+f_{ca}\neq0$，$c_{ab}+c_{bc}+c_{ca}\neq0$。

第三步：确定最近的三个矢量及计算各自的占空比。

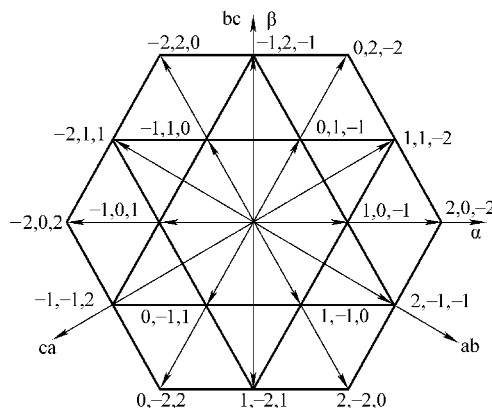


图 6-15　经坐标变换后的坐标系及电压矢量

利用前面求得的投影分量的整数，参考电压矢量所处的三角形及用于合成该参考电压矢量的三个最近电压矢量，可方便地确定出。$f_{ab}+f_{bc}+f_{ca}=-1$ 时，最近的三个电压矢量及其占空比如下：

$$
\begin{aligned}
&u_{ffc},\ d_{ffc}=u_{ca}^{*}-f_{ca}\\
&u_{cff},\ d_{cfc}=u_{ab}^{*}-f_{ab}\\
&u_{fcf},\ d_{fcf}=u_{bc}^{*}-f_{bc}
\end{aligned}
\tag{6-19}
$$

式中　　u_{ffc}——由 f_{ab}、f_{bc} 及 c_{ca} 定义的矢量；

u_{cff}——由 c_{ab}，f_{bc} 及 f_{ca} 定义的矢量；

u_{fcf}——由 f_{ab}、c_{bc} 及 f_{ca} 定义的矢量；

d_{ffc}、d_{cff}、d_{fcf}——矢量 u_{ffc}，u_{cff}，u_{fcf} 作用的占空比。

如果 $f_{ab}+f_{bc}+f_{ca}\neq-1$，最近的三个电压矢量及其占空比如下：

$$
\begin{aligned}
&u_{fcc},\ d_{fcc}=c_{ab}-u_{ab}^{*}\\
&u_{ccf},\ d_{ccf}=c_{ca}-u_{ca}^{*}\\
&u_{cfc},\ d_{cfc}=c_{bc}-u_{bc}^{*}
\end{aligned}
\tag{6-20}
$$

上述两种三角形定义如图 6-16 所示。

第四步：把矢量映射成开关状态。

该 SVM 算法最大的优点在于它能直接把所选择的电压矢量映射成多电平三相逆变器的开关状态。

这里，以参考矢量 u_{fcf} 为例。设线电压坐标系中开关矢量为（a，b，c）对应坐标变换前的开关矢量为（S_a，S_b，S_c），则

$$
\begin{aligned}
&S_b=S_a-a\\
&S_c=S_a+c\\
&0\leqslant S_a,S_b,S_c\leqslant m-1
\end{aligned}
\tag{6-21}
$$

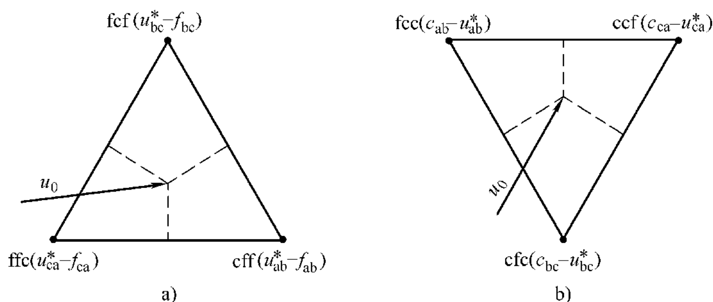


图 6-16　多电平逆变器矢量及其占空比

a）$f_{ab}+f_{bc}+f_{ca}=-1$　b）$f_{ab}+f_{bc}+f_{ca}\neq-1$

（2）用新 m、n 坐标系算法[5]

本方法用一种坐标系，将三电平电压矢量分布图中一个三角形用坐标 m、n 来表示。

因为对称性，下面仅针对区域Ⅰ进行分析，整个处理过程总共由 4 个步骤组成。

步骤一：对基本空间电压矢量的预处理。

图 6-17 示出图 6-15 中的区域Ⅰ，在图中新的坐标系 m，n 被用来描述电压矢量。和一般的直角坐标系不同，这里的 m，n 坐标系的两个坐标轴之间成 $\pi/3$ 角度，并且只需要考虑第一象限内的情况，因为当 U_r 落在其他几个区间的时候，只需要将坐标系分别顺时针旋转一个角度 $k\pi/3$（$k=1$，2，3，4，5 分别对应区域Ⅱ、Ⅲ、Ⅳ、Ⅴ、Ⅺ）。在新的坐标系中，原来的空间电压矢量可用坐标来表示，其中坐标为整数的点对应基本电压矢量。

图 6-18 示出 U_r 的分解示意图。在一般情形下，对于一个（$M+1$）电平逆变器，U_r 可表示为 U_{rm}，U_{rn}，并容易计算得到：

$$U_{rm}=\frac{2MU_r^*}{3U_{dc}}\sin\left(\frac{\pi}{3}-\theta\right) \tag{6-22}$$

$$U_{rn}=\frac{2MU_r^*}{3U_{dc}}\sin\theta \tag{6-23}$$

式中　U_r^*——矢量 U_r 的幅度。

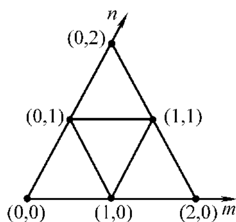


图 6-17　用 m，n 坐标表示

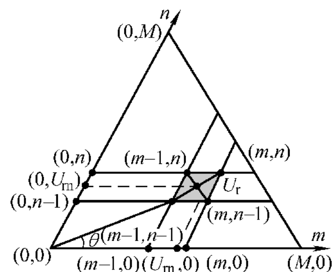


图 6-18　参考电压矢量的分解示意图

U_r^* 和其他坐标的关系可由余弦定理得到：

$$U_r^* = \sqrt{U_{rm}^2 + U_{rn}^2 - 2U_{rm}U_{rn}\cos\frac{2\pi}{3}} \tag{6-24}$$

步骤二：选择邻近的 3 个基本电压矢量。

设参考电压矢量满足以下不等式（参见图 6-18）：

$$m-1 < U_{rm} < m \tag{6-25}$$

$$n-1 < U_{rn} < n \tag{6-26}$$

式中　m，n——整数。

有 3 种情况：

a）$U_{rm}+U_{rn} < m+n-1$　这意味着 U_r 位于左下用阴影表示的三角形中，这时（$m-1$，$n-1$），（$m-1$，n）和（m，$n-1$）为应该被选的 3 个基本电压矢量；

b）$U_{rm}+U_{rn} > m+n-1$　这时 U_r 位于右上的用阴影表示的三角形中，这时（$m-1$，n），（m，$n-1$）和（m，n）来合成 U_r；

c）$U_{rm}+U_{rn} = m+n-1$　这时 U_r 位于两个三角形的公共边上，①或②情况选择的基本电压矢量均适用；

步骤三：计算被选择的基本矢量的作用时间。

设由步骤二选择好的 3 个邻近的基本矢量为（m_1，n_1）、（m_2，n_2）和（m_3，n_3），它们对应的作用时间分别为 t_1，t_2 和 t_3。通过解方程组得到的 3 个基本电压矢量的作用时间分别表示为

$$t_1 = \frac{(n_2-n_3)U_{rm}-(m_2-m_3)U_{rn}+[(n_2-n_3)m_3-(m_2-m_3)n_3]T}{(n_2-n_3)(m_1-m_3)-(n_1-n_3)(m_2-m_3)} \tag{6-27}$$

$$t_2 = \frac{(n_3-n_1)U_{rm}-(m_3-m_1)U_{rn}+[(n_3-n_1)m_1-(m_3-m_1)n_1]T}{(n_3-n_1)(m_2-m_1)-(n_2-n_1)(m_3-m_1)} \tag{6-28}$$

$$t_3 = \frac{(n_1-n_2)U_{rm}-(m_1-m_2)U_{rn}+[(n_1-n_2)m_2-(m_1-m_2)n_2]T}{(n_1-n_2)(m_3-m_2)-(n_3-n_2)(m_1-m_2)} \tag{6-29}$$

因为 m_1，m_2 和 m_3 相互之间相差 0 或 1，n_1，n_2 和 n_3 相互之间也相差 0 或 1，因此式（6-27）~式（6-29）的计算量很小。

步骤四：中点电位平衡控制。

在多电平逆变器的控制中中点电位的平衡非常重要的，下面给出两种保持中点电位平衡的方法：

① 合理选择脉冲序列。当 U_r 落在由 U_1，U_2 和 U_8 为顶点组成的三角形中的时候，开关状态可以为 POO－PON－OON－ONN 或者 PPO－POO－PON－OON 两种。这两种开关序列可以产生同样的输出电平，但它们对中点电位有相反的作用；

② 根据中点电位情况重新分配冗余电压矢量的作用时间。

在本文的仿真和实验中采用方式①。过调制时 U_r 位于六边形的外部，使得输出电压波形产生较大畸变。当出现过调制模式时，需对步骤①进行处理：

首先，通过的下式判断 SVPWM 是否处于过调制状态：

$$U_{rm} + U_{rn} > M \tag{6-30}$$

如图 6-19 所示，用 U_r'代替 U_r 是一种比较常用的过调制处理方式。U_r'、U_{rm}'和 U_{rn}'的幅度可通过在它们对应的原始值上乘以一个系数 $M/(U_{rm}+U_{rn})$ 得到。经过这样处理后，其他步骤与一般情况下 SVPWM 的实现步骤是一样的。本算法的仿真和实验波形如图 6-20 所示，可见效果很好。

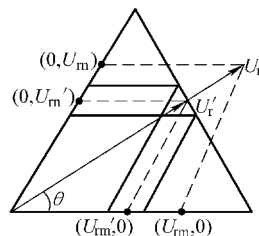


图 6-19　过调制模式

简化算法极具优越性。同时该算法的复杂程度并不会随着电平数的增加而增加，因此适用于电平数比较高的应用场合，因此特别适用于级联型逆变器。

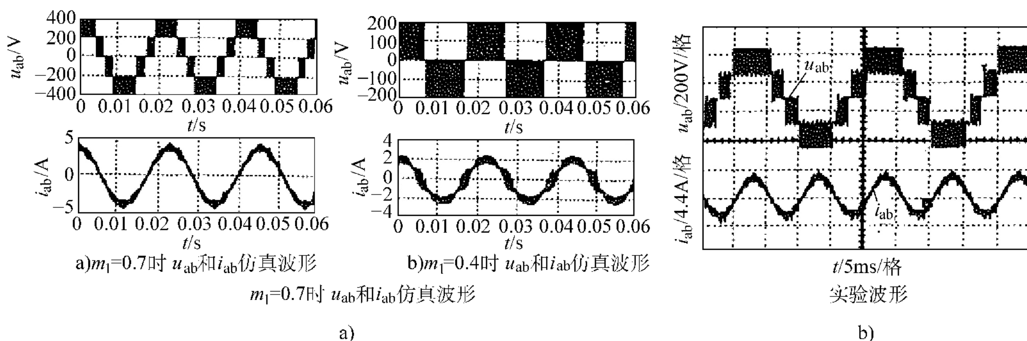


图 6-20　仿真和实验波形

a）仿真波形　b）实验波形

6.4　五电平逆变器三维 SVPWM 控制[3]

目前在三相四线制系统中普遍采用四桥臂补偿中性线电流的五电平逆变器，其复杂程度明显增加。当采用三维 PWM 控制空间矢量法时，需要经繁杂的运算才能确定相应的空间矢量和空间矢量开关时间，此外，实现复杂的控制算法需要有高性能的处理器。而且在逆变器结构上增加了 IGBT，也会使成本相应地增加。本节介绍新型五电平逆变器控制系统是利用中线的三桥臂五电平逆变器，采用两层三维空间矢量脉宽调制（3D－SVPWM）滞环控制算法，不仅可以节约成本、简化控制算法，而且可以在不改变系统结构的基础上快速有效地实现 SVPWM 控制。SVPWM 控制矢量不仅可以补偿谐波电流、无功电流和不平衡电流，还可以

补偿中性点电流。

6.4.1　五电平逆变器结构和开关逻辑

图6-21所示为带中线的二极管钳位五电平逆变器电路结构。表6-1给出了开关器件的开关逻辑。其中，“1”表示闭合状态，“0”表示关断状态。

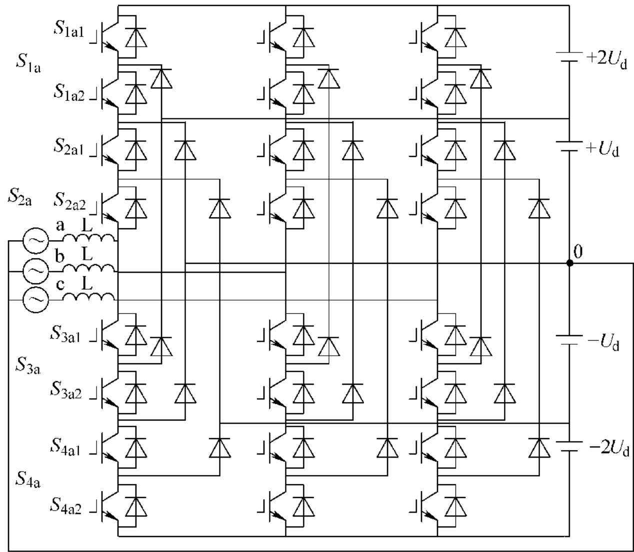


图6-21　带中线的二极管钳位五电平逆变器电路结构

表6-1　开关器件的开关逻辑

S_1	S_{1a}	S_{2a}	S_{3a}	S_{4a}
2	1	0	0	0
1	0	1	0	0
0	0	0	0	0
−1	0	0	1	0
−2	0	0	0	1

忽略开关损耗和电路延时，等效电路如图6-22所示，根据等效电路，a相的开关函数可以表示为

$$S_a=\begin{cases}2 & 当\,S_{1a}闭合时\\1 & 当\,S_{2a}闭合时\\0 & 当\,S_{5a}闭合时\\-1 & 当\,S_{3a}闭合时\\-2 & 当\,S_{4a}闭合时\end{cases} \tag{6-31}$$

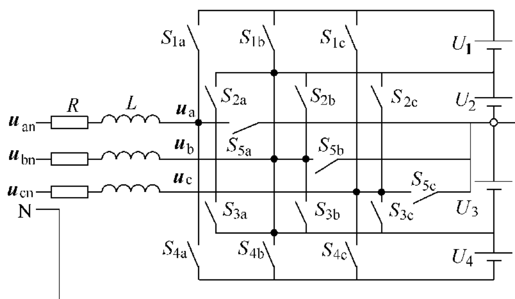


图 6-22　等效电路

五电平逆变器系统中每个分支共有 5 种状态，即 2、1、0、－1 和－2。b 相和 c 相与 a 相相同，见表 6-2 所示。

表 6-2　等效电路对应的开关逻辑

S_1	S_{1a}	S_{2a}	S_{3a}	S_{4a}	S_{5a}
2	1	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0
0	0	0	0	0	1
－1	0	0	1	0	0
－2	0	0	0	1	0

从图 6-21、图 6-22 和表 6-5 可以看出，每一时刻只能有 1 个等效开关闭合。据此五电平三维共有 125 个基本矢量，可分 9 组。

6.4.2　两层 3D－PWM 电压矢量滞环控制策略

两层 3D－PWM 电压矢量滞环控制策略的基本原理是向负荷电流中注入与谐波电流的幅值相同、方向相反的补偿电流，从而达到补偿谐波电流的目的。其基本方面与三电平系统和传统的滞环 PWM 控制系统相类似。图 6-23 所示为控制策略结构框图，通过开关注入五电平逆变器的电流经检测后，进行 ABC 坐标系到 αβ 坐标系的变换，并与参考电压和实际负载电压的差值进行比较。逆变器注入系统的跟踪电流 $i^*_{\alpha,\beta,0}$是参考电流 $i_{r\alpha,\alpha\beta,\alpha0}$和实际负载电流 $i_{L\alpha,L\beta,L0}$的差值。即

$$i^*_{\alpha,\beta,0}=i_{r\alpha,\alpha\beta,\alpha0}-i_{L\alpha,L\beta,L0} \tag{6-32}$$

其中，$i_{r\alpha,\alpha\beta,\alpha0}$可由瞬时无功功率补偿得到。跟踪电流 $i^*_{\alpha,\beta,0}$和逆变器与负载端之间的耦合电流 $i_{c\alpha,c\beta,c0}$之差值就是控制系统的控制信号。即

$$\Delta i_{\alpha,\beta,0}=i^*_{\alpha,\beta,0}-i_{c\alpha,c\beta,c0} \tag{6-33}$$

根据图 6-23，基本控制策略可以被称为考虑符号的主体滞环（ SCH）控制。但是滞环控制升级为二层。

由于五电平系统电压矢量的众多，二层滞环控制简化了矢量的选择。其中滞

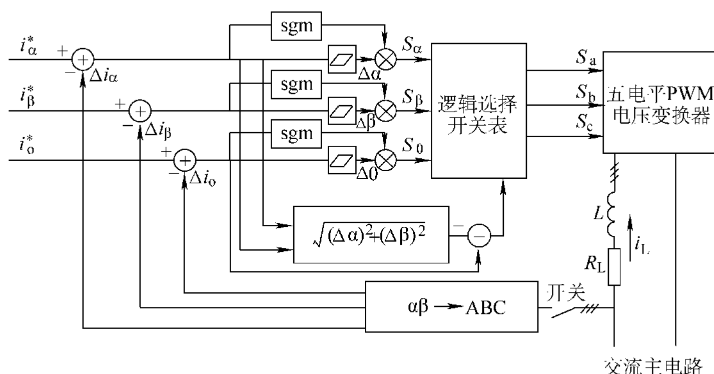


图6-23　控制策略

环极限是决定系统性能的重要指标。假设系统的最大电流差值是 K，则第 1 级滞环极限为 $K/10$，第 2 级滞环极限为 $K/10+K/5=2K/10$。

6.5　级联型（功率单元串联）逆变器在有源滤波系统中的应用[6]

6.5.1　错时采样空间矢量调制（STS－SVM）的工作原理

三相正弦波电压表达式可改写为

$$\begin{cases} u_a(t)=M\cos(2\pi ft) \\ u_b(t)=M\cos(2\pi ft-2\pi/3) \\ u_c(t)=M\cos(2\pi ft+2\pi/3) \end{cases} \tag{6-34}$$

按前面所述，对于如式（6-34）定义的三相正弦波，其合成电压空间矢量可以表示为

$$\boldsymbol{u}(t)=2/3[u_a(t)+\beta u_b(t)+\beta^2 u_c(t)]=M\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi ft} \tag{6-35}$$

式中　M——相电压幅值；

f——电源频率；

β——单位方向矢量，$\beta=\mathrm{j}2\pi/3$。

可见 $\boldsymbol{u}(t)$ 是一个旋转的空间矢量，它的幅值不变，当频率不变时，以电源角频率 $2\pi f$ 为电气角速度做恒速同步旋转。如果对三相相电压 u_a、u_b、u_c 进行采样，其采样频率为 $f_s(T_s=1/f_s)$，则离散矢量 $\boldsymbol{u}$ 可表示为

$$\begin{cases} \boldsymbol{u}(k)=M\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi(k)} \\ \varphi(k)=2\pi fT_s\cdot k \end{cases} \tag{6-36}$$

式中　$\varphi(k)$——在第 k 个采样周期所对应的位置角。

当 k 在 $0\sim K(K=f_s/f$，即频率调制比）范围内变化时，$\boldsymbol{u}(k)$ 在复平面上就形成了一系列的离散矢量，如图 6-24 所示。在三相 PWM 逆变器中，知道由三相桥臂 6 个开关的不同工作状态可以得到 8 个基本矢量：6 个有效的非零矢量和

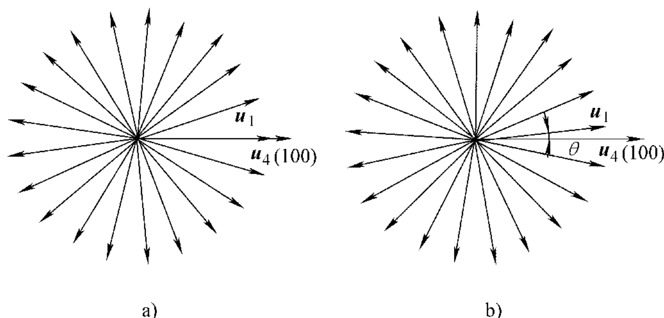


图 6-24　离散的电压矢量图

2 个零矢量，这是常规 SVPWM 的基本原理。实际上，式（6-35）给出的采样点分布并不是唯一的，理论上可以有无数种采样点分布，只要这些分布满足式（6-37）的条件。

$$\begin{cases} \boldsymbol{u}(k) = M \cdot e^{j\varphi(k)} \\ \varphi(k) = 2\pi f T_s \cdot k + \theta \end{cases} \tag{6-37}$$

式中　θ——初始采样偏移角度，$0 \leqslant \theta \leqslant 2\pi/K$，即在式（6-37）中引入了初始采样偏移角 θ。

图 6-24a 对应于式（6-37）的离散矢量的分布图，也就是 θ 取 0 时的情况，图 6-24b 是 θ 不取 0 时的情况。可见 θ 取不同的值，就会得到不同的采样点。

在如图 6-25 所示的 N 级三相级联型多电平电路中，每个逆变器单元均为一个单相全桥逆变器，具有三电平开关状态见［注 2］。STS－SVM 技术的调制方法就是借鉴载波移相技术［注 3］将各个逆变器单元的采样时间错开。具体地讲，N 个逆变器单元在相同频率调制比 K、幅度调制比 M 下，分别进行 SVPWM 调制，各个采样时间相互错开，即式（6-37）中的 θ 不同，在每个单元内左右桥臂的采样时间错开 $\Delta t_{桥内} = T_s/2$，即 $\theta T_{in} = \pi/K$，逆变器单元之间则采用桥间 STS－SVM 控制，相邻两个逆变器单元同侧桥臂的采样时间相互错开$\Delta t_{桥间} = T_s/2N$，即：$\theta t_{out} = \pi/KN$。采用这种调制方式，每个逆变器单元的输出为三电平，N 级三相级联型多电平逆变器的相电压输出为 $2N+1$ 电平，每个开关器件的等效开关频率提高 $2N$ 倍。

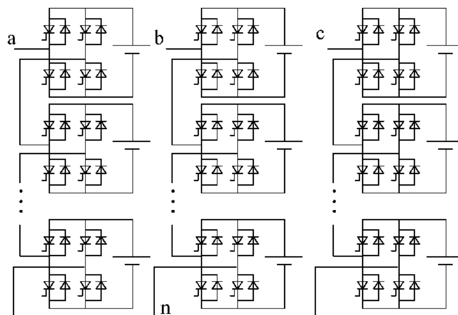


图 6-25　N 级多单元功率单元级联型逆变器

STS－SVM 技术是对各个桥臂分别进行调制，并不直接控制总的输出的电压

矢量。在调制过程中，只需保证各桥臂调制信号本身的对称性和均衡性，就能保证总的开关负荷的均衡性和总输出波形的对称性。在对应于同一电压矢量的不同开关状态的选择上完全是自动的，而在多电平 SVPWM 中这种选择是非常复杂的。与多电平 SVPWM 技术相比，STS－SVM 具有开关负荷均衡、等效开关频率高、输出低次谐波成分少等优点。

图 6-26 所示分别为基于 STS－SVM 技术原理的三电平三相逆变器的仿真和实验波形，验证了该理论的正确性。实验装置的主电路中独立直流源采用二极管不控整流。

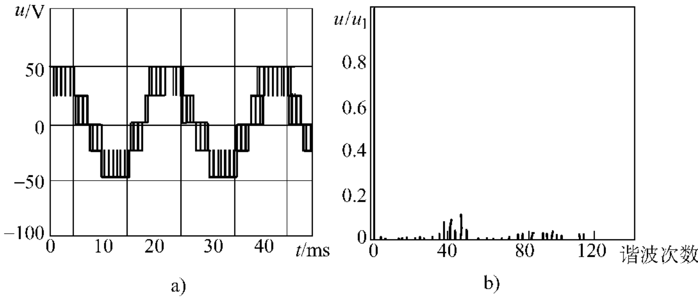


图 6-26　三电平 STS－SVM 三相逆变器的输出线电压实验波形及其频谱（$K=21$，$M=1$）

a）线电压波形　b）线电压频谱

6.5.2　级联型逆变器 STS－SVM 在有源电力滤波（APF）系统中的应用

由于 STS－SVM 具有良好的谐波传输特性和相当大的传输带宽，将 STS－SVM 逆变器应用于有源滤波系统具有很多优点。表现在各逆变器单元工作状态平衡对称，并且直流侧相互独立，因而容易实现直流侧电压均衡。在调制上，装置的等效开关频率比器件实际开关频率提高 $2N$ 倍（N 为单元级数），交流侧电感可以大大降低。不仅降低了装置的体积和成本，而且有助于改善 APF 系统的动态响应。另外，由于单元串联型多电平逆变器不需要通过变压器就可以直接与电网并联，对于提高装置的容量有很大的潜力。三相单元串联型多电平逆变器的交流侧既可以接成丫型也可以接成△型。图 6-27 所示为单元串联型 APF 的拓扑结构。通过 MATLAB 软件构造了 APF 仿真系统，其原理框图如图 6-28 所示。APF 仿真系统由 3 部分构成：点画线框①中为无功和谐波电流检测部分；点画线框②中为电流 PI 控制调节部分；点画线框③为指令电流产生电路。指令电流产生电路的主电路结构采用图 6-28 所示的三相级联型多电平逆变器结构，取级联数目 N 为 6，共有单相全桥逆变器单元 18 个，开关器件数目为 72 个。逆变器通过由电感构成的滤波器并入电网，滤波器的截止频率为 20kHz。各逆变器单元采用单一零矢量不连续开关调制比 K 为 24，器件的开关频率为 800Hz 减少开关损耗 1/3，逆变器总的输出电压等效开关频率为 14.4kHz。

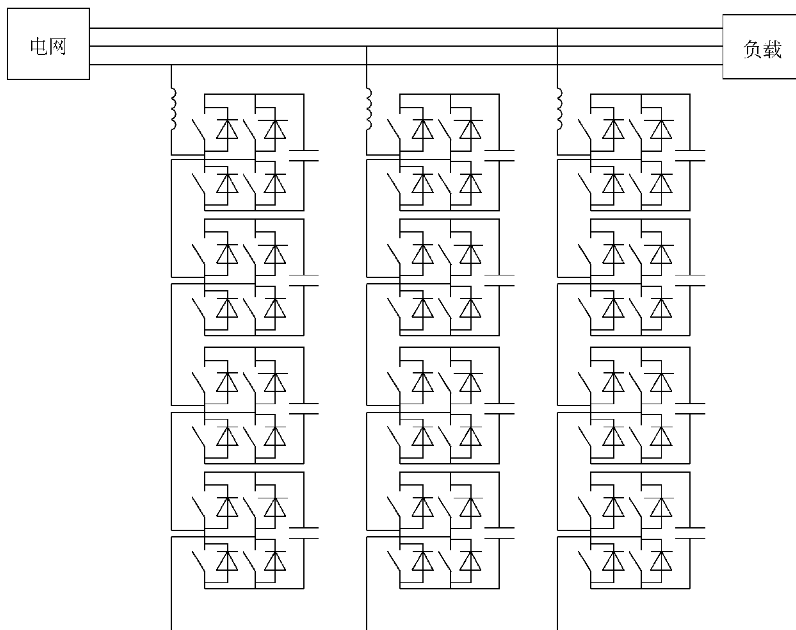


图 6-27　串联型 APF 的拓扑结构

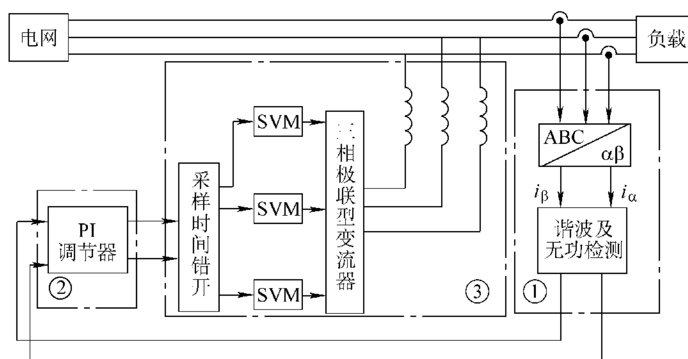


图 6-28　APF 仿真系统框图

采用 3 级联型逆变器 STS－SVM 技术的 APF 系统有效地抑制无功和谐波电流，同时具有以下主要优点：

1）开关器件工作频率较低，提高了系统的等效开关频率，增加了整个变流器的传输带宽，提高了 APF 对高次谐波的补偿能力。等效开关频率的提高可以降低交流侧电感的取值。

2）由于采用了直流侧相互独立的结构，直流侧均压反馈容易实现。同时也避免了变压器的使用，使得 APF 系统可以直接与电网并联。

［注 1］共模电压概述

变频器在运行时不仅存在输出输入谐波问题，还存在共摸电压问题。所谓共模电压，是一种零序性质的电压。如图 6-29 所示，当电机中性点接地时，它就是逆变器输出点与地之间的零序电压值；当电机中性点不接地时，共模电压值还必须在以上基础上，再加上中性点与地之间的电压值。这种共模电压的特点是，共模电压是谐波电压，脉动频率是开关频率的倍数；逆变输出共模电压幅值大小与直流中间电压成正比，而且也与输出状态有关；整流共模电压与输入电压幅值成正比，大约为输入交流电峰值的 40%。如果整流和逆变部分都有共模电压时，电机绕组所承受的共模电压为这两者之和。这些电压会威胁电机和连接电缆的绝缘，同时还会产生轴电流，最终造成电机的损坏。此外还产生电磁干扰造成对周围电气设备影响。

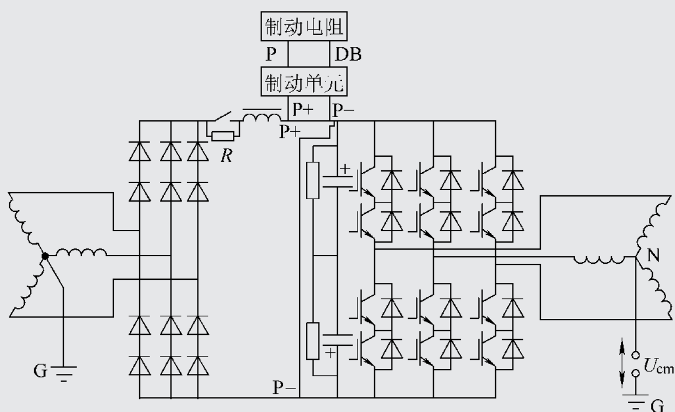


图 6-29　共模电压

目前减小或消除共模电压的措施如采用隔离变压器，采用扼流圈或者附加电路进行消除，但是这些方法需要增加硬件设备，也增加了装置体积和复杂性，并且应用于不同对象时，器件及参数都需要重新设计。因此一些改进的 SVPWM 控制方法被用来消除共模电压，它们不需要额外硬件装置且实现灵活。

［注 2］一单元级联型逆变器

如图 6-30 所示。这种逆变器如果按表 6-3 所示开关动作，可得到三个电平 U_d，0，$-U_d$，故此实际上是一个三电平逆变器。

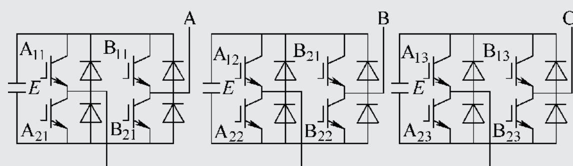


图 6-30　一单元级联型逆变器

表 6-3　开关状态

状态	输出电压	A1X	A2X	B1X	B2X
1（P）	U	开	关	关	开
0（O）	0	开	关	开	关
		关	开	关	开
-1（N）	$-U$	关	开	开	关

注：X 为 1 或 2；0 状态有两种开关组合。

［注 3］载波移相 SVM 技术

载波移相 SVM 技术（PSSVM 技术）是从载波移相 SPWM 技术引进来的，载波移相 SPWM 技术的基本思想是：在逆变器单元数为 N 的电压型组合逆变器中，各单元采用共同的调制信号 s_m，频率为 w。各逆变器单元三角载波频率为 K_{cw}，将各三角载波的相位相互错开三角载波周期的 $1/N$，则逆变器输出电压如图6-31所示，谐波分量大为减少，从而可以相应减小了滤波器的容量，降低成本。同时因其等效开关频率高，传输带宽，可以引入各种先进的控制策略，优化整个系统性能指标。级联型（功率单元串联型）逆变器 SVPWM 引入载波移相技术之后，称为载波移相 SVM 技术（PSSVM 技术），也能收到同样的效果。

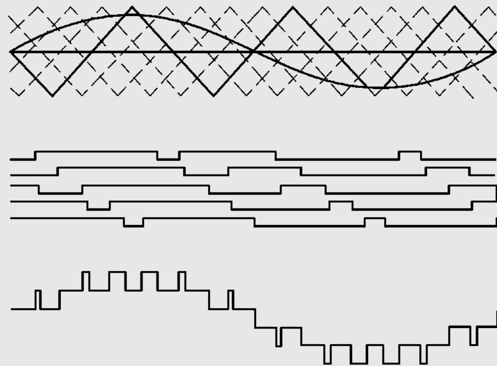


图 6-31　载波移相原理

参 考 文 献

［1］李永东，肖曦．大容量多电平变换器［M］．北京：科学出版社，2003.
［2］张皓．高压大功率变频调速系统［M］．北京：机械工业出版社，2006.
［3］周志敏，周纪海，等．逆变电源实用技术－设计与应用［M］．北京：中国电力出版社，2005.

[4] 周扬忠，胡育文. 交流电动机直接转矩控制 [M]. 北京：机械工业出版社，2009.
[5] 胡磊，何湘宁. 多电平逆变器空间矢量脉宽调制的简化算法 [J]. 电力电子技术，2005 (5).
[6] 林平，王立乔，等. 基于级联型错时采样空间矢量调制多电平变流器的 APF 研究 [J]. 中国电机工程学报，2005 (8).
[7] 肖湘宁，刘昊. 非正交坐标系多电平 SVPWM 及其在 DVR 中的应用 [J]. 电力电子技术，2004 (6).

第 7 章　SVPWM 技术工程应用实例

如前面 6 章所述，SVPWM 技术自从 20 世纪 80 年代开发以来，从调速扩展到各个领域，得到了很大的发展与应用，收到了良好的效果，相比 SPWM 技术有许多优点，首先是磁链轨迹接近于圆形，电动机输出转矩脉动很小，其次是直流电压利率高，提高了逆变器的输出功率；再次是逆变器谐波分量得到进一步减小，减小污染，提高效率；还有就是易于实现数字化，灵活简便。

任何一种技术的最终的目都是付于实用，解决工农业生产、交通运输、国防、科研以及生活等问题。本章提供几篇 SVPWM 技术在各个领域工程实际应用的论文，足以证实 SVPWM 技术的优点。这些比较成功的实例，都是高校的科研成果，有的还获得了专利。这几篇论文讲述在各种工程中，如何使用 SVPWM 技术，实现工程所需要控制的目的，并得到满意的结果，希望能够可以给读者启发。实例论文中，不免有些内容与前面各章重复，这不会属于多余，因为不同的讲叙，可以互相参证，反而可以加深理解。(为保持论文原来的风貌，每篇论文的层次格式与名词术语都未进行统一处理，且限于篇幅，论文中参考文献略去，请读者理解)。

实例 1　SVPWM 技术在电动游览车中的应用

赖东林　刘志刚

1. 引言

目前，电动汽车的驱动有直流电机、交流感应电机、永磁无刷电机和开关磁阻电机。交流电机以其体积小，结构简单，坚固耐用，运行可靠，制造成本低和易于维护等优点，以及交流变频调速技术所具有的优异调速性能、高效率、高功率因数和节能等特点，而得到了广泛的应用。变频调速系统通常采用正弦脉宽调制（SPWM）和空间矢量脉宽调制（SVPWM），以控制功率开关器件的通断。SPWM 着眼于使逆变器的输出电压尽量接近正弦波，其缺点是电压利用率低。从电机的角度出发，SVPWM 技术着眼于如何使电机获得幅值恒定的圆形磁场，达到较高的控制性能，而且具有转矩脉动小，噪声低，电压利用率高等优点，因此在调速系统中得到了广泛的应用。该系统采用 TMS320LF2407 作为控制芯片而产生 SVPWM 波，以控制逆变器开关管的导通和关断。此外，采用容易实现，且性能较优的速度闭环转差频率控制法［注］，以控制游览车的电机。

2. SVPWM 技术的原理

2.1 基本电压空间矢量

图 1 示出电动游览车的逆变器主电路。规定当上桥臂的一个开关管导通时，开关状态为 1。此时，相应的下桥臂开关管关断；反之亦然，开关状态为 0。3 个桥臂只有 1 或 0 的状态，因此由 3 个桥臂的开关状态 a，b，c 可形成 000 ~ 111 的 8 种开关模式。其中，000 和 111 的开关模式为零状态，其他 6 种开关模式可提供有效的输出电压。空间矢量的基本思想就是用这 8 种开关模式的组合来近似电机的定子电压。

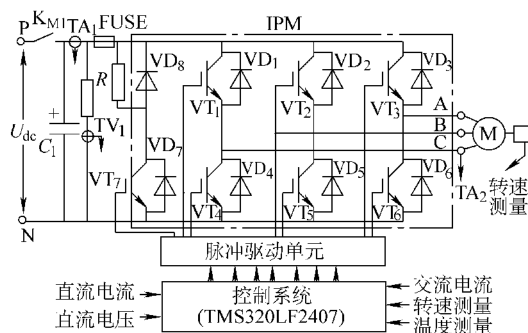


图 1　逆变器主电路

由上述假定可推导出三相逆变器输出的线电压矢量 $[U_{AB},U_{BC},U_{CA}]^T$ 与开关状态矢量 $[a,b,c]^T$ 的关系为：

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中　U_{dc}——直流输入电压。

三相逆变器输出的相电压矢量 $[U_{AB},U_{BC},U_{CA}]^T$ 与开关状态矢量 $[a,b,c]^T$ 的关系为

$$\begin{bmatrix} U_{A} \\ U_{B} \\ U_{C} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{2}$$

将开关状态矢量 a，b，c 的 8 种开关组合代入式（2），可求出 U_A，U_B，U_C 在 8 种状态下各自对应的电压，然后把在每种开关模式下的相电压值代入 $u=$

$u_A+u_B+u_C$ 就可依次求出 8 种开关模式下的相电压矢量和相位角。图 2 示出这 8 个基本电压矢量的位置。

上述相电压值都指三相 A，B，C 平面坐标系中的值，为了计算方便，在 DSP 程序计算中需将其转换到 0，α，β 平面坐标系中。如果选择在两个坐标系中，电机的总功率将保持不变，作为两个坐标系的转换原则，则采用下述转换方式：

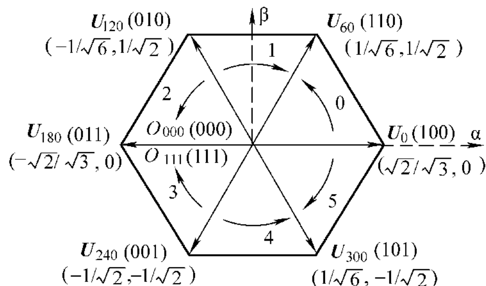


图 2　基本电压矢量的位置

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} \tag{3}$$

根据式（3）可将前面算出的各开关模式下对应的相电压转换至 0，α，β 坐标系中的分量。各基本矢量转换至 0，α，β 坐标系后的对应分量如图 2 所示。

2.2　磁链轨迹的控制

有了含 6 个有效矢量和 2 个零矢量的这 8 个基本电压空间矢量后，就可根据这些基本矢量合成尽可能多的电压矢量。以形成一个近似圆形的磁场。图 3 示出一种电压空间矢量的线性时间组合方法。输出的参考相电压矢量 $\boldsymbol{U}_{out}$ 的幅值代表相电压的幅值。其旋转角速度就是输出正弦电压的角频率。$\boldsymbol{U}_{out}$ 可由相邻的两个基本电压矢量 $\boldsymbol{U}_x$ 和 $\boldsymbol{U}_{x\pm60}$ 的线性时间组合来合成，如：

$$\boldsymbol{U}_{out} = \frac{t_1}{T_{PWM}}\boldsymbol{U}_x + \frac{t_2}{T_{PWM}}\boldsymbol{U}_{x\pm60} \tag{4}$$

在每一个 T_{PWM} 期间都改变相邻基本矢量的作用时间，并保证所合成的电压空间矢量的幅值都相等，因此当 T_{PWM} 取足够小时，电压矢量的轨迹是一个近似圆形的正多边形 T_{PWM}。

在合成电压空间矢量时，由于对非零矢量 $\boldsymbol{U}_x$ 和 $\boldsymbol{U}_{x\pm60}$ 的选择不同，以及零矢量的分割方法也不同，因而会产生多种电压空间矢量的 PWM 波。目前，应用较为广泛的是七段式电压空间矢量 PWM 波形，其 $\boldsymbol{U}_x$ 和 $\boldsymbol{U}_{x\pm60}$ 的选择顺序如图 2 所示。

2.3　T_1，T_2 和 T_0 的计算

根据式（4），电压空间矢量 $\boldsymbol{U}_{out}$ 可由 $\boldsymbol{U}_x$ 和 $\boldsymbol{U}_{x\pm60}$ 的线性时间组合来得到，则由图 3，且根据三角正弦定理有：

$$\frac{(T_1/T_{PWM})\boldsymbol{U}_x}{\sin(60°-\theta)}=\frac{\boldsymbol{U}_{out}}{\sin120°} \quad (5)$$

$$\frac{(T_2/T_{PWM})\boldsymbol{U}_{x\pm60}}{\sin\theta}=\frac{\boldsymbol{U}_{out}}{\sin120°} \quad (6)$$

由式（5）和式（6）可解得：

$$T_1=\frac{2\boldsymbol{U}_{out}}{\sqrt{3}\boldsymbol{U}_x}T_{PWM}\sin(60°-\theta) \quad (7)$$

$$T_2=\frac{2\boldsymbol{U}_{out}}{\sqrt{3}\boldsymbol{U}_{x\pm60}}T_{PWM}\sin\theta \quad (8)$$

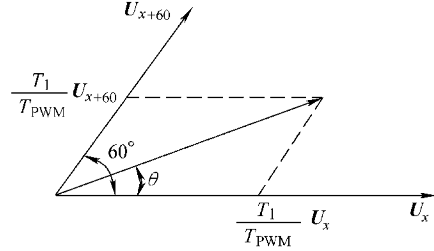


图 3　电压空间矢量的线性组合

式（7）和式（8）中，T_{PWM}可事先选定；$\boldsymbol{U}_{out}$可由 U/f 曲线确定；θ 可由电压角频率 ω 和 nT_{PWM}的乘积确定。因此，当 $\boldsymbol{U}_x$ 和 $\boldsymbol{U}_{x\pm60}$确定后，就可根据式（7）和式（8）确定 T_1 和 T_2。最后再根据确定的扇区，选出 $\boldsymbol{U}_x$ 和 $\boldsymbol{U}_{x\pm60}$即可。

为了使每次状态转换时，开关管的开关次数最少，需要在 T_{PWM}期间插入零矢量的作用时间，使 $T_{PWM}=T_1+T_2+T_0$。插入零矢量不是集中的加入，而是将零矢量平均分成几份，多点的插入到磁链轨迹中，这不但可使磁链的运动速度平滑，而且还可减少电机的转矩脉动。

2.4　扇区号的确定

将图 2 划分成 6 个区域，成为扇区。每个区域的扇区号已在图中标出。确定扇区号是非常重要的，因为只有知道 $\boldsymbol{U}_{out}$位于哪个扇区，才知道选用哪一对相邻的基本电压空间矢量合成 $\boldsymbol{U}_{out}$。下面介绍一种确定扇区号的方法，即当 $\boldsymbol{U}_{out}$以 0，α，β 坐标系的分量形式 $U_{out\alpha}$，$U_{out\beta}$ 给出时，先计算 $U_{ref1}=U_\beta$，$U_{ref2}=\frac{-U_\beta+U_\alpha\sqrt{3}}{2}$，$U_{ref3}=\frac{-U_\beta-U_\alpha\sqrt{3}}{2}$，再用 $N=4\text{sign}(U_{ref3})+2\text{sign}(U_{ref2})\text{V}+\text{sign}(U_{ref1})$计算 N 值。式中 sign(x) 为符号函数，当 $x>0$ 时，则 sign(x) $=1$ 时，当 $x<0$ 时，则 sign(x) $=0$。然后，根据 N 的值，查表 1 即可确定扇区了。

表 1　确定扇区表

N	1	2	3	4	5	6
扇区	1	5	0	3	2	4

在每一个 PWM 周期中，各扇区中 $\boldsymbol{U}_x$ 和 $\boldsymbol{U}_{x\pm60}$的切换换顺序如图 2 所示。图 4 示出七段式电压空间矢量 PWM 波的零矢量和非零矢量在 0 扇区的施加顺序及作用时间。

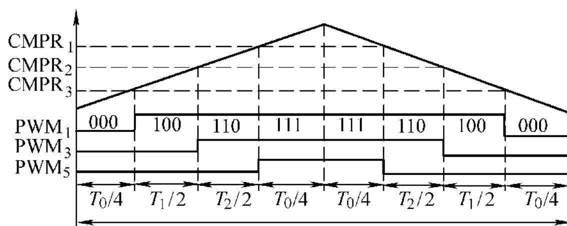


图 4　0 扇区电压空间矢量 PWM 波形

3. SVPWM 的过调制处理

正常 SVPWM 调制波的电压矢量的端点轨迹位于六边形的内切圆内，见图 5。如果电压矢量的端点轨迹位于六边形的外接圆和外切圆之间时，SVPWM 将出现过调制的暂态，这时若不采取措施，输出电压将会出现严重失真而增大电机的转矩脉动，由此应避免电压矢量进入该区。

一般的做法是对端点超出六边形的部分进行压缩，保持其相位不变，将其端点回至内切圆内。工程实现时，先判断电压矢量的端点轨迹是否超出外切六边形，再计算 T_0，T_1，T_2，具体实现比较麻烦。一种简单的实现方法是，首先计算出 T_1，T_2 并判断 $T_1 + T_2 > T_{PWM}$ 是否成立，若不成立，则保持 T_1，T_2 的值不变；若成立，则将电压矢量的端点轨迹拉回至圆的外切六边形内，假定此时的两非零矢量作用时间分别为 $\overline{T}_1$，$\overline{T}_2$，则可得：$\frac{\overline{T}_1}{T_1} = \frac{\overline{T}_2}{T_2}$，因此，$\overline{T}_1$，$\overline{T}_2$，$\overline{T}_0$ 可按 $\overline{T}_1 = \frac{T_1}{T_1 + T_2} T_{PWM}$，$\overline{T}_2 = T_{PWM} - \overline{T}_1$，$\overline{T}_0 = 0$ 求得。

按上述方法即可生成所需的 SVPWM波，并可得到所需的电压矢量 $\boldsymbol{U}_{out}$。图 5 示出过调制示意图。

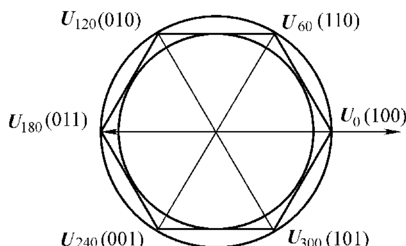


图 5　过调制示意图

4. 游览车的控制原理及其实现

4.1　系统的组成和原理

图 6 示出基于 SVPWM 的游览车控制框图。该系统采用转速闭环的转差频率控制方法，可以控制游览车以设定的速度行驶。系统的控制电路由 DSP 控制芯片、逻辑控制单元、司控台通讯单元、各种信号检测及速度采样电路组成；主电路采用 IPM 模块；牵引电机为三相异步电机。

系统对实际速度和给定速度实时采样，计算转差频率，经过 PI 调节后的转差频率作为转差给定，与实际的转速相加得到此时的同步频率 f，然后根据 U/f 函数计算出电机的定子参考相电压 U_{out}，其幅值代表相电压的幅值。其旋转角速度就是输出的正弦电压角频率。U_{out} 的角度 θ 由同步电压角频率积分得到，SVPWM 模块根据 U_{out} 和电压同步频率 f_1 生成 PWM 调制波形。

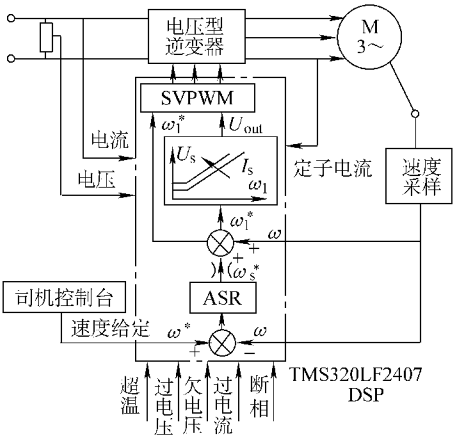


图 6　游览车原理框图

4.2　系统的软件实现

软件大体分为主程序和 SVPWM 中断服务程序两部分。主程序主要完成显示以及与司机控制台的通讯。图 7 示出 SVPWM 中断服务程序流程图。主要完成电流、电压的 A/D 转换；实际速度和给定速度的检测；SVPWM 的波形生成。该系统采用了软件生成 SVPWM 波形。其步骤是：①根据实际转速和给定转差算出 f_1，并对 f_1 积分得到 θ；②根据压频函数算出 U_{out}；有了上述值，可根据前公式计算出 $U_{out\alpha}$，$U_{out\beta}$，U_{ref3}，U_{ref2} 和 U_{ref1}；③确定扇区和计算 T_1，T_2，T_0；④判断是否过调制，如果过调制，则重新计算 T_1，T_2，T_0；⑤更新比较寄存器的值。中断服务程序完毕。

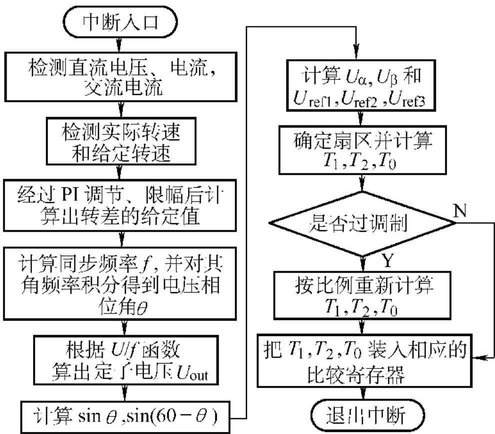


图 7　SVPWM 中断服务流程图

5. 试验波形及结论

图 8 示出逆变器输出的相电流 i_s 和线电压 u_{ab} 波形。电流的有效值为 23.27A，频率为 24.78Hz。由图可见，电流波形为良好的正弦波。

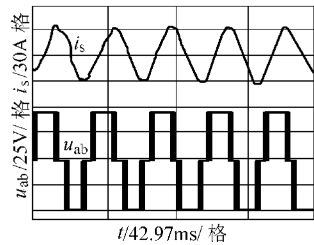


图 8　实验波形

该系统采用 TMS320LF2407DSP 作为控制芯片，实现了转差频率控制策略，并用软件法生成 SVPWM 波形控制游览车的逆变器，实现了电动游览车所要求的恒转矩起动、恒功率运行的牵引特性。该系统具有控制策略简单，系统稳定性好，动态响应快，牵引力大，加速性能和制动性能好的特点。

（原载《电力电子技术》2007 No. 2）

实例 2　基于电压空间矢量脉宽调制的水泵压力闭环控制系统㊀

高晗璎　聂天适　李靖

0. 引言

脉宽调制（PWM）技术是交流传动中的支柱技术之一。电压空间矢量脉宽调制（SVPWM）技术是将逆变器和电动机看作一个整体，通过逆变器开关模式与电动机电压空间矢量的内在关系来控制逆变器的开关模式，使电动机的定子电压空间矢量沿圆形轨迹运动。此方法具有实现简单、输出转矩脉动小、电压利用率高等特点，因此大大提高了电动机的运行品质。

本文分析了 SVPWM 技术的原理及其实现方法，并介绍了一种基于 SVPWM 技术，以 TMS320LF2407 为核心器件的压力闭环控制系统。试验及现场应用结果表明：采用 SVPWM 技术的压力闭环控制系统实现简单、性能优良、安全可靠。

1. SVPWM 工作原理及实现

1.1　SVPWM 的工作原理

SVPWM 技术的目的是使电动机获得圆形旋转磁场。定子相电压 U_a、U_b 和 U_c 分别加在电动机的三相绕组上，它们的方向始终保持在各相的轴线上，幅值大小随时间按正弦规律变化。因此，绕组的三个相电压矢量的合成量 $\boldsymbol{U}$ 可表示为

㊀　哈尔滨科技局攻关项目（2006AA2CE157）；黑龙江省教育厅科技攻关项目（GC04A517）

$$\vec{U} = \vec{U}_a + \vec{U}_b + \vec{U}_c \tag{1}$$

当转速不是很低时，定子绕组的电阻压降相对较小，可以忽略，即

$$U = \frac{d\psi}{dt} \tag{2}$$

则有

$$\vec{U} = \frac{d(\psi_m e_{j\omega t})}{dt} = j\omega\psi_m e^{j(\omega t + \pi/2)} \tag{3}$$

由式（3）可看出，电动机的旋转磁场问题可以转化为电压空间矢量的运动轨迹问题来讨论。

SVPWM 技术是以三相对称正弦电压供电时电动机绕组产生的理想磁通圆为基准，通过逆变器的不同开关状态所产生的实际磁通去逼近理想磁通圆，并由两者的比较结果来决定逆变器的开关状态，从而形成 PWM 波形。功率电路采用图 1 所示的三相逆变器拓扑结构。当上桥功率管 a、b 或 c 为 1 时，上桥功率管导通，同时相应的下桥功率管关断，反之亦然。由此可见，可以通过上桥功率开关管的开关状态来决定逆变器的输出。桥上功率管的开关状态可以组合为 8 种，即 001、010、011、100、101、110、000 和 111，由此可得出 6 个非零矢量 $\boldsymbol{U}_0$、$\boldsymbol{U}_{60}$、$\boldsymbol{U}_{120}$、$\boldsymbol{U}_{180}$、$\boldsymbol{U}_{240}$、$\boldsymbol{U}_{300}$和 2 个零矢量 $\boldsymbol{O}_{000}$、$\boldsymbol{O}_{111}$，各矢量大小和位置分布如图 2 所示。

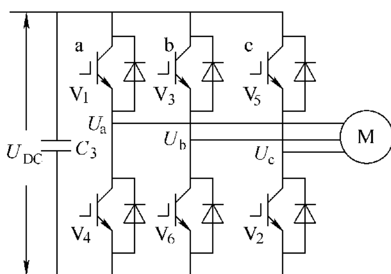


图 1　逆变电路

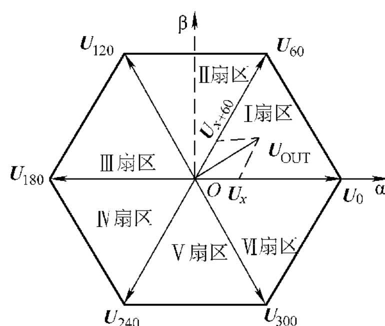


图 2　基本电压矢量和参考矢量

为进一步分析基本电压空间矢量与磁链轨迹之间的关系，以参考电压矢量位于Ⅰ扇区为例说明参数确定原则。$\boldsymbol{U}_0$、$\boldsymbol{U}_{60}$为Ⅰ扇区中的两个相邻基本电压矢量；$\boldsymbol{U}_{OUT}$为参考电压矢量，其旋转的角速度就是逆变器输出正弦电压的角频率。$\boldsymbol{U}_{OUT}$等于 t_1/T_{PWM}倍 $\boldsymbol{U}_0$ 与 t_2/T_{PWM}倍 $\boldsymbol{U}_{60}$的矢量和，其中 t_1 和 t_2 是在一个载波周期内基本电压矢量 $\boldsymbol{U}_0$ 和 $\boldsymbol{U}_{60}$的作用时间。当 T_{PWM}选取足够小时，电压矢量的运动轨迹就近似为圆形。

1.2 SVPWM 的实现

根据 SVPWM 波的零矢量位置不同，会产生不同的 SVPWM 波。本文采用 7 段式 SVPWM，它由 3 段零矢量和 4 段相邻的 2 个非零矢量组成，3 段零矢量分别位于 PWM 波的开始、中间和结尾。在每个扇区均以 $\boldsymbol{O}_{000}$ 零矢量开始和结束，$\boldsymbol{O}_{111}$ 零矢量插在中间，它们的作用时间相同，这样可保证每个 PWM 波输出只使功率管开关一次。

首先确定 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{OUT}}$ 所在扇区及基本电压矢量的作用时间。当 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{OUT}}$ 以幅值和相角的形式给出时，可以直接根据相角来确定扇区；当 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{OUT}}$ 以 $O_{\alpha\beta}$ 坐标系上的分量形式 $U_{\mathrm{OUT}\alpha}$、$U_{\mathrm{OUT}\beta}$ 给出时，可以用式（4）计算 B_0、B_1、B_2：

$$\begin{cases} B_0 = U_\beta \\ B_1 = \sin 60° U_\alpha - \sin 30° U_\beta \\ B_2 = -\sin 60° U_\alpha - \sin 30° U_\beta \end{cases} \tag{4}$$

再用 $P = 4\mathrm{sign}(B_2) + 2\mathrm{sign}(B_1) + \mathrm{sign}(B_0)$，求得 P 值。其中：$\mathrm{sign}(x)$ 是符号函数。若 $x>0$，$\mathrm{sign}(x)=1$ 若 $x<0$，$\mathrm{sign}(x)=0$。查表 1 即可确定扇区号。

表 1 P 值与扇区对应关系

P	1	2	3	4	5	6
扇区号	2	6	1	4	3	5

将 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{OUT}}$、$\boldsymbol{U}_{\mathrm{x}}$ 和 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{x}\pm 60}$ 投影到平面直角坐标系下，可得到式（5）：

$$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} = T_{\mathrm{PWM}} \begin{bmatrix} U_{\mathrm{x}\alpha} & U_{\mathrm{x}\pm 60\alpha} \\ U_{\mathrm{x}\beta} & U_{\mathrm{x}\pm 60\beta} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} U_{\mathrm{OUT}\alpha} \\ U_{\mathrm{OUT}\beta} \end{bmatrix} \tag{5}$$

由式（5）可求出 t_1 和 t_2，再根据 $T_{\mathrm{PWM}} = t_1 + t_2 + t_0$ 可以求出零矢量的作用时间。当输出零矢量时，电动机的定子磁链矢量是不动的，根据这一特点，在每个载波周期内可以通过插入零矢量来满足约束条件。

$\boldsymbol{U}_{\mathrm{OUT}}$ 所在扇区和对应有效电压矢量的作用时间确定后，再根据 PWM 调制原理，计算出每一相对应比较器的值，其运算关系如式（6）所示：

$$\begin{cases} t_{\mathrm{aon}} = (T_{\mathrm{PWM}} - t_1 - t_2)/2 \\ t_{\mathrm{bon}} = t_{\mathrm{aon}} + t_1 \\ t_{\mathrm{con}} = t_{\mathrm{bon}} + t_2 \end{cases} \tag{6}$$

式中：t_{aon}、t_{bon} 和 t_{con} 分别是相应的比较器的值，而不同扇区比较器的值分配如表 2 所示。

表 2　不同扇区比较器的值

扇区	1	2	3	4	5	6
T_a	t_{bon}	t_{aon}	t_{aon}	t_{con}	t_{con}	t_{bon}
T_b	t_{aon}	t_{con}	t_{bon}	t_{bon}	t_{aon}	t_{con}
T_c	t_{con}	t_{bon}	t_{con}	t_{aon}	t_{bon}	t_{aon}

其中：T_a、T_b 和 T_c 分别对应三相比较器的值。将这三个值写入相应的比较寄存器就完成了整个 SVPWM 的算法。

软件计算时将每个周期的转角相加即为定子磁链的转角。软件编程时采用连续增减计数模式，判断给定电压矢量所处的工作扇区，由转角计算基本电压矢量的作用时间，并遵循在每个载波周期内功率管开关次数最少的原则，产生 SVPWM 波形。图 3 为给定电压矢量位于Ⅰ扇区时的 SVPWM 波形。

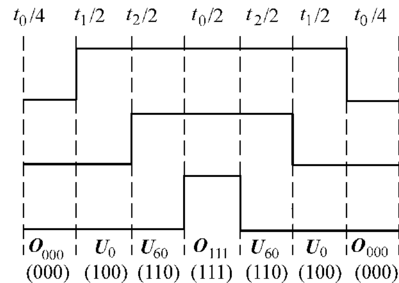


图 3　SVPWM 波形

2. 基于数字信号处理器压力闭环控制系统的设计

2.1　系统结构

本系统以 TI 公司的数字信号处理器（DSP）TMS320LF2407 为核心器件，它具有高性能的、丰富的外设接口，高达 30MIPS 的处理速度大大提高了控制器的实时处理能力。LF2407 集成了 32KB 内存、一个 CAN 模块、一个 SPI 高速串行外设接口、一个 SCI 高速串行通信接口以及一个高达 500ns 的 10 位模/数转换器，并具有适合电机控制的事件管理器 EVA、EVB，其中包括带有死区控制的 6 路 PWM 输出信号。高速的数据处理能力和适合电机控制的硬件资源为压力闭环控制系统的设计提供了良好的基础。

如图 4 所示，压力闭环控制系统由压力给定、压力采样、显示模块、驱动模块和功率模块等组成。压力给定模块输入系统的各项设定值，并由显示模块显示；通过压力传感器采样泵的压力，将压力采样信号进行低通滤波处理后给 DSP 的 A/D 口，在 DSP 中实现压力 PI 调节，其输出给 SVP－WM 模块，输出 6 路 PWM 波，经隔离、功率放大后驱动异步电动机，从而实现压力闭环控制。

2.2　驱动电路设计

驱动电路的设计主要是考虑上桥功率管驱动电源的浮地问题。解决的方法有两种：一种是多电源的驱动方式，缺点是增加了电源数量，并增加了系统成本；第二种是采用自举技术。本系统采用自举方式设计了驱动电路，如图 5 所示。当

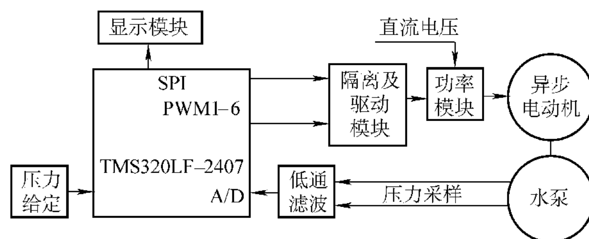


图 4　控制系统结构

上管 V_1 关断，下管 V_4 导通时，N 点电位为 +15V，M 点为 0，若忽略二极管 D_1 的导通压降，则自举电容 C_5 的电压为 +15V；而当上管 V_1 导通，下管 V_4 关断时，M 点的电压为 V_{dc}，而自举电容 C_5 的电压不能瞬变，瞬时 N 点电位为（V_{dc} +15）V 则自举二极管 D_1 承受反压关断，从而保护 +15V 电源。自举电容 C_5 需采用较大电容值（本系统取为 100μF），在载波频率为 20kHz 的条件下，自举电容的电压波动不超过 100mV，从而保证上桥功率开关管能够安全、可靠地运行。

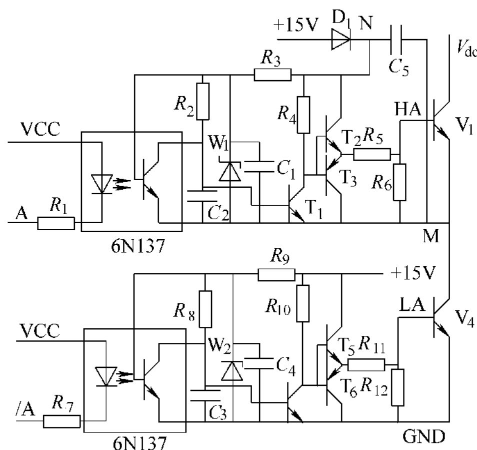


图 5　自举电路

2.3　压力采样电路设计

压力采样电路如图 6 所示。由 1 路 A/D 转换通道实现 0 ~ 5V 电压和 4 ~ 20mA 电流信号的采集。首先 2 路信号经分压和低通滤波处理后接至运算放大器的同相端，提高负载阻抗，运算放大器的输出通过二极管（为肖特基二极管，

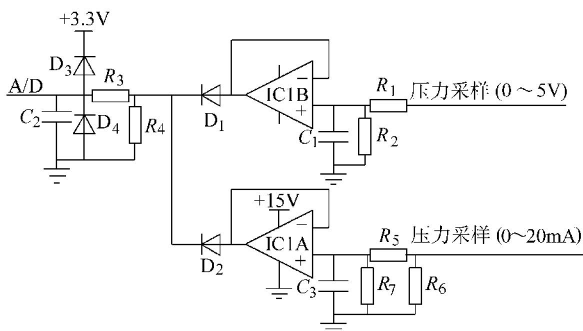


图 6　压力采样电路

管压降为0.18V）实现模拟信号的“或”运算，从而简化了系统设计。同时采用 D_3、D_4 对输入到 A/D 转换口的压力信号进行限幅处理，防止过高电压击穿 DSP 的 A/D 口。

2.4　保护电路设计

保护电路的作用是保证功率开关管能够安全、可靠地运行。当系统出现异常情况时能够检测故障状态并封锁系统输出，使系统停止工作，从而保护功率器件不受损坏。本系统具有充电软起功能，此外还具有 DSP 可靠复位、过载、过温、停机以及驱动系统保护等功能。驱动保护电路如图 7 所示。以下对过温保护、充电软起、DSP 可靠复位保护、停机保护等作简要介绍。

2.4.1　过温保护

过温保护是指温度传感器在检测到功率开关器件工作温度过高时，由软件产生中断来禁止 PWM 输出。本系统采用温度开关（工作点为 75℃）实现过温保护。

2.4.2　主电路充电软起动

当系统起动时，如果直接接通单相 220V 电压，将会对滤波电容 C_2 产生极大的电流冲击，从而对系统造成损害。为此，加入了主电路充电延时电路，具体做法就是在滤波电容前加一个充电电阻 R_1 在系统起动时使直流母线电压逐步增加，避免了起动时的大电流冲击，待电容 C_3 的电压为稳态值的 80% 时，SJ2 闭合，从而实现了充电软起动的功能。

2.4.3　DSP 可靠复位保护

SJ1 继电器的控制信号由 DSP 发出，只有在 DSP 正常运行后，SJ1 才可以接通；如果 DSP 不能正常运行，则 SJ1 关断。这样就可以保证 DSP 在不能可靠上电复位时，及时切断储能电容 C_3 的充电回路，从而避免功率开关管“直通”等故障的发生。

2.4.4　停机保护

当系统停机或突然断电时，由于控制电路的时间常数小于主电路的时间常数，即当控制电路放电至零时，主电路中 C_3 仍然有较高电压，此时控制信号紊乱，有可能造成桥臂功率开关管“直通”故障。为避免这一现象的发生，本系统设计了系统断电保护电路。图 7 中用 SJ3、R_4 来实现这一功能。SJ3 为常闭触点，其线圈由电网电压 220V 控制，系统上电时 SJ3 线圈通电，常闭触点打开，此时系统可以实现“软充电”；系统断电时，SJ3 常闭触点闭合，电阻 R_4 并入放电回路，此时主电路的时间常数变小，通过对 R_4 适当选取可以保证断电时系统安全。

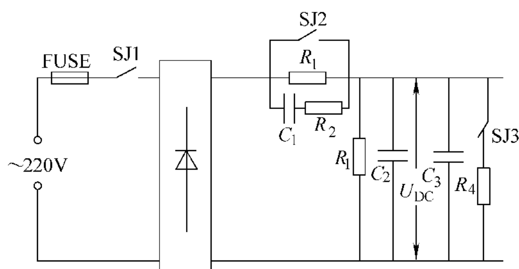


图 7　驱动保护电路

2. 5　系统的软件设计

系统主程序流程如图 8 所示。首先进行系统的初始化、事件管理器的设置和中断的设置等，然后对各应用模块进行初始化，最后程序进入等待以响应软件定时器中断。

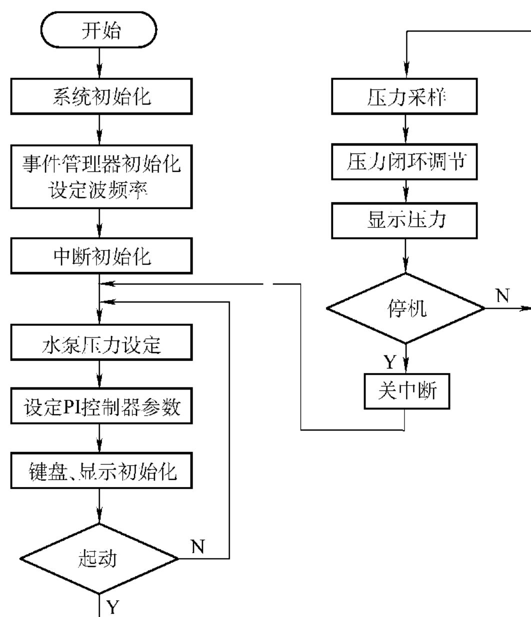


图 8　主程序流程图

图 9 为 SVPWM 子程序流程图。首先根据转角位置进行工作扇区的判断，由式（6）和表 2 计算出 t_a、t_b 和 t_c，然后进行窄脉宽判断，并将判断后的结果输出给比较控制寄存器 CMPR1 、CMPR2 和 CMPR3。

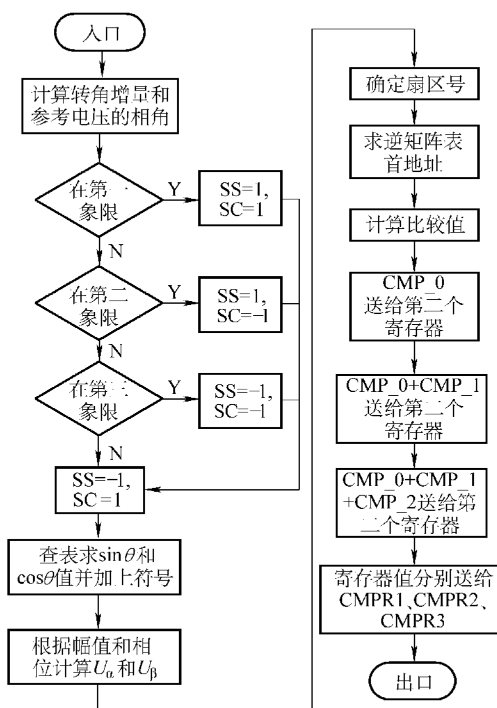


图 9　SVPWM 子程序流程图

3. 试验研究

采用本文设计的系统，以 1. 1kW 单极离心泵用异步电动机为对象进行了试验研究。系统参数如下：直流母线电压为 318V；采用 LEM 公司的 LA50 - P 电流霍尔传感器，变比为 1∶1000；电流采样电阻为 1kΩ。

图 10 为泵压力为 0. 12MPa 时，电动机 A、B 二相绕组电流波形，相位互差 120°。图 11、12 为水泵压力分别为 0. 12MPa、0. 22MPa 时，压力反馈和相电流波形。图 13 为水流量由 $2m^3/h$ 增至 $6m^3/h$ 时，压力反馈波形。图 14 为水流量由 $6m^3/h$ 减至 $2m^3/h$ 时，压力反馈波形。

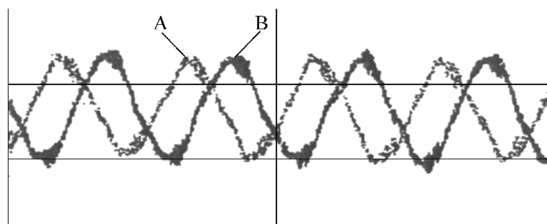


图 10　泵压力为 0. 12MPa 时，二相绕组电流波形

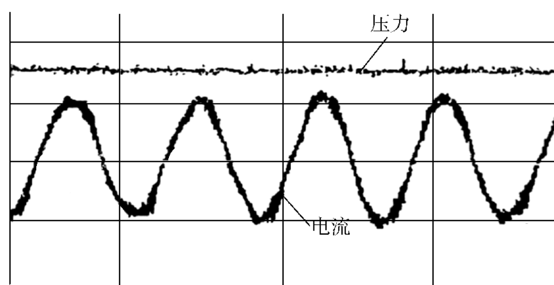


图 11　泵压力为 0.12MPa 时，压力反馈和相绕组电流波形

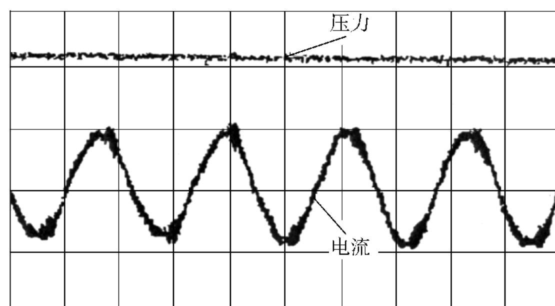


图 12　泵压力为 0.22MPa 时，压力反馈和相绕组电流波形

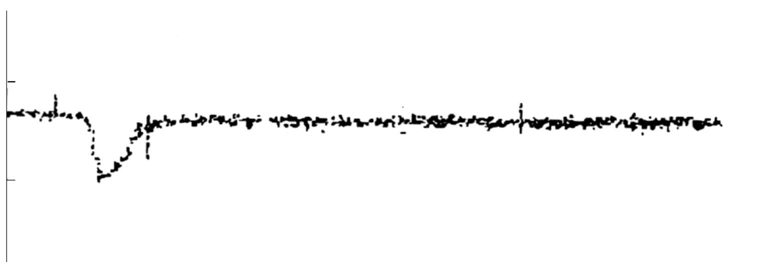


图 13　水流量由 $2m^3/h$ 增至 $6m^3/h$ 时的压力反馈波形

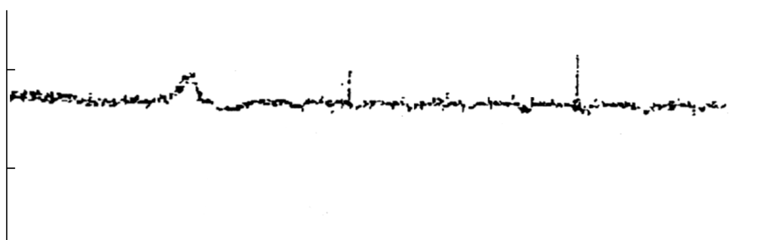


图 14　水流量由 $6m^3/h$ 减至 $2m^3/h$ 时的压力反馈波形

由试验结果可知，采用 SVPWM 技术实现的水泵压力闭环控制系统具有较好的动、静态特性。

4 结语

本文介绍了以 TMS320L172407 为核心，采用 SVPWM 技术实现的水泵压力闭环控制系统。理论分析和试验结果表明：采用 SVPWM 控制的水泵闭环控制系统具有实现简单、电压利用率高和安全可靠等优点。长时间运行结果表明：该系统是可行的，具有较高的实用价值。

（原载《电机与控制应用》2008 No. 6）

实例 3　基于电压空间矢量的电动汽车电驱动系统高效快速转矩响应控制㊀

崔纳新　张承慧　吕志强　李　珂

1. 引言

电驱动系统是电动汽车的关键部件之一，其性能和效率决定了整车性能的优劣。异步电动机由于具有体积小、重量轻、成本低和免维护等优点，广泛应用于电动汽车电驱动系统中。众所周知，矢量控制变频调速具有宽调速范围和快速转矩响应，因此广泛应用于电动汽车电驱动系统中。其在恒转矩调速范围内保持电动机额定磁通不变，具有良好的动态特性。然而，轻载时电动机仍运行在额定磁通会引起过多的铁心损耗，影响电驱动系统的综合效率。如果矢量控制结合效率最优原则，则可有效扩展异步电动机的高效运行范围，延长电动汽车的续驶里程。

目前，异步电动机的效率优化控制策略大致分为基于损耗模型的控制、最小输入功率控制和简单的状态变量控制三种类型。然而，任何一种效率优化控制策略本质上都是使电动机在轻载时运行于较低的磁链水平，以降低其铁损和部分铜损。由于磁链水平较低，此时系统的动态响应速度明显低于额定磁链运行的情况，使其在对控制性能要求较高的电动汽车电驱动系统中的应用遇到新的挑战。

为提高动态响应性能，效率优化控制异步电动机调速系统通常在进入动态过程时停止效率优化控制，重新分配定子电流，以获得最大动态转矩。最简单的方法是保持定子励磁电流分量不变，而将其余所有定子电流分配给转矩电流分量，以起到“立竿见影”的效果。但是，研究结果表明这种方法的动态响应速度并不快，由于电磁转矩与磁链和转矩电流的乘积成正比，在磁链水平较低时仅提高转矩电流分量，电磁转矩的增大将受到限制。目前，大多数效率优化控制系统采

㊀ 国家自然科学基金（50477042）和山东省优秀中青年科学家奖励基金（2007BS01012）资助项目科研成果。

用的方法是在动态过程中直接将定子励磁电流（转子磁链）指令值设定为额定值，而将其余的定子电流用于转矩电流分量，这种方法的动态响应速度仍不能令人满意。

改进传动系统动态性能的关键在于提高电动机的转矩响应速度，这样电驱动系统才能准确地跟踪给定转速，并克服负载扰动的影响，保证乘坐的舒适度。本文针对采用效率优化矢量控制策略的电动汽车异步电动机驱动系统，在分析转矩动态控制性能的基础上，结合直接转矩控制的思想，提出在动态过程中通过选择适当的电压空间矢量直接控制电磁转矩的变化，得到了快速的转矩响应性能。实验结果表明，所提出的控制方案有效提高了效率优化异步电动机驱动系统的动态性能，适用于像电动汽车这类对效率和动态控制性能都有较高要求的场合。

2. 转矩控制动态性能分析

异步电动机效率优化控制对应的转子磁链可以表示为

$$\Psi_r^* = \sqrt[4]{\frac{a_3}{a_1 + a_2 n^2}}\sqrt{T_e} \tag{1}$$

式中 T_e——电磁转矩；

n——电动机转速；

L_r——转子等效电感；

L_m——定、转子间互感；

R_s，R_r——定、转子电阻；

R_{fe}——铁损等效电阻；

p——电动机极对数。

且 $$a_1 = \frac{R_s}{L_m^2},\ a_2 = \frac{1}{R_r + R_{fe}},\ a_3 = \frac{L_r^2}{p^2}\left(R_s + \frac{R_r R_{fe}}{R_r + R_{fe}}\right)。$$

式（1）表明，此时的转子磁链 Ψ_r^* 是电磁转矩 T_e 和转速 n 的函数。图 1 绘出了某电动机效率优化控制对应的转子磁链 Ψ_r^* 与电磁转矩 T_e 和转速 n 的关系。图 1 表明轻载时效率优化控制对应的磁链明显降低，特别是轻载高速时磁链降低的幅度较大，这将引起动态响应性能下降。电动汽车平稳匀速运行时其效率优化

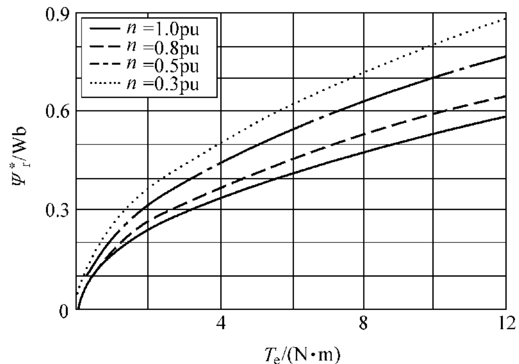


图 1　效率优化控制的转子磁链 Ψ_r^*

控制的电驱动系统即处于这种工作状态，此时如何提高动态响应速度，以改进汽车动力系统加速性能和乘坐的舒适度是值得研究的问题。

在目前的高性能变频调速控制策略中，矢量控制和直接转矩控制在控制性能上各有特色。矢量控制系统采用转子磁链定向，实现了定子电流转矩分量与励磁分量的解耦，可以按线性系统理论分别设计转速与磁链调节器（一般采用 PI 调节器），实行连续控制，获得较宽的调速范围；直接转矩控制系统则对电磁转矩 T_e 和定子磁链 ψ_s 实行双位式 bang－bang 控制，避开了坐标变换，简化了控制结构，其动态转矩响应快和系统结构简单的优点已经得到人们的肯定。但是，直接转矩控制存在稳态转矩脉动的问题，系统的稳态运行效率也低于矢量控制系统。

通过分析可知，直接转矩控制以定子磁链为控制对象，当合理地选择电压空间矢量 u_s 的施加顺序和时间比例，可保持定子磁链幅值不变和转矩快速响应。而一般矢量控制以转子磁链定向，因此，为了充分利用转子磁链和电磁转矩来选择合适的电压矢量，有必要深入分析转子磁链、电磁转矩和定子电压空间矢量之间的关系。

异步电动机的磁链方程、电压方程和电磁转矩可以分别表示为

$$\begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \tag{2}$$

$$u_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} \tag{3}$$

$$T_e = p(\psi_s \otimes i_s) \tag{4}$$

式中　L_s——定子等效电感；

i_s，i_r——定、转子电流；

ψ_s，ψ_r——定、转子磁链；

u_s——定子电压。

由式（2）~式（4）可推得

$$\begin{aligned} L_\sigma \frac{d}{dt} &= p\left(\frac{L_r}{L_m}\psi_s - L_\sigma i_s\right) \otimes u_s - p\omega_r \psi_s \psi_r + \left(\frac{L_m}{L_r}R_r - \frac{L_r}{L_m}R_s + \frac{L_\sigma}{L_r}R_r\right) T_e \\ &= p(\psi_r \otimes u_s) - p\omega_r \psi_s \psi_r + R_e T_e \end{aligned} \tag{5}$$

式中，$R_e = \frac{L_m}{L_r}R_r - \frac{L_r}{L_m}R_s + \frac{L_\sigma}{L_m}R_r = \frac{L_s}{L_m}R_r - \frac{L_r}{L_m}R_s$。

在式（5）右侧，T_e、ψ_s、ψ_r 及 ψ_r 在一个采样周期内的变化相对于外加激励电压 u_s 的变化可忽略不计，影响瞬态转矩变化的主要因素是 u_s。当 u_s 和 ψ_r 垂直时，转矩响应速度最快。因此，在需要转矩快速响应时，应选择与 ψ_r 垂直或在与 ψ_r 垂直方向上有较大分量的电压矢量 u_s。

3　直接选择电压空间矢量的快速响应控制策略

3.1　电压空间矢量

通用三相电压型逆变器共有 8 种开关状态，对于每一种开关状态，其输出电压都可以用一个相应的电压空间矢量 $\boldsymbol{u}_s$ 来表示。三相电压型逆变器的基本电压空间矢量图如图 2 所示，包括 6 个工作电压（$\boldsymbol{u}_1 \sim \boldsymbol{u}_6$）矢量和两个零矢量（$\boldsymbol{u}_0$，$\boldsymbol{u}_7$）。8 个电压空间矢量可以用下式表示

$$u_k = \begin{cases} \dfrac{2}{3}U_{dc}\exp\left(j\dfrac{(k-1)\pi}{3}\right) & k=1,2\cdots6 \\ 0 & k=0,7 \end{cases} \tag{6}$$

式中　U_{dc}——逆变器的直流母线电压。

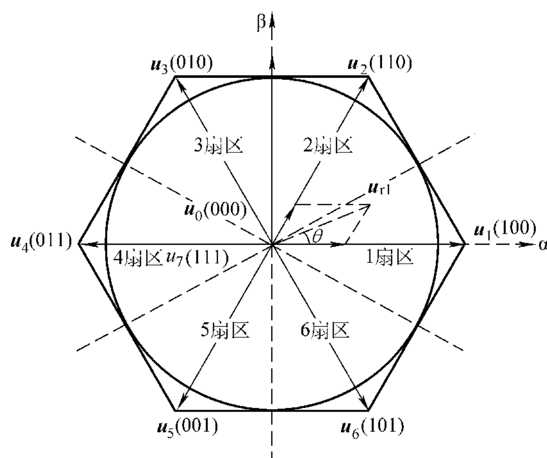


图 2　基本电压空间矢量图

3.2　快速响应控制策略

由上节分析可知，若要获得快速转矩响应，应选择与 ψ_r 垂直或在与 ψ_r 垂直方向上有较大分量的电压空间矢量 $\boldsymbol{u}_s$。但 $\boldsymbol{\psi}_r$ 和 $\boldsymbol{u}_s$ 之间的关系比较复杂，而定子磁链 $\boldsymbol{\psi}_s$ 与 $\boldsymbol{u}_s$ 之间的关系比较简单。在式（3）中忽略较小的定子电阻压降可得

$$\boldsymbol{u}_s \approx \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \tag{7}$$

由上式可知，定子电压矢量的幅值决定了定子磁链矢量的运动速度，定子电压矢量的方向决定了定子磁链矢量的运动方向。

对式（2）进行分析，将式（2）的第二行代入第一行，消去转子电流 i_r，可得

$$\frac{L_{\mathrm{r}}}{L_{\mathrm{m}}}\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{s}} = \boldsymbol{\psi}_{\mathrm{r}} + L_{\sigma} i_{\mathrm{s}} \tag{8}$$

式中，$L_{\sigma} = (L_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}} - L_{\mathrm{m}}^2)/L_{\mathrm{m}}$。由于 $L_{\mathrm{s}} = L_{\mathrm{m}} + L_{\mathrm{s1}}$，$L_{\mathrm{r}} = L_{\mathrm{m}} + L_{\mathrm{r1}}$，故

$$L_{\sigma} = \frac{L_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}} - L_{\mathrm{m}}^2}{L_{\mathrm{m}}} = L_{\mathrm{s1}} + L_{\mathrm{r1}} \tag{9}$$

在 L_{s1} 和 L_{r1} 通常很小的情况下，当限制定子电流幅值不超过 1.5 倍额定电流时，由式（8）可知，定、转子磁链无论在幅值还是相位上，都相差无几。因此，在效率优化矢量控制的电动汽车异步电动机驱动系统中，当需要转矩快速响应时，参考直接转矩控制的思路，控制系统可以从稳态矢量控制切换到由转子磁链和转矩的双位式调节器的输出来选择电压空间矢量，直接控制逆变器功率器件的通断。动态过程的控制原理如图 3 所示。

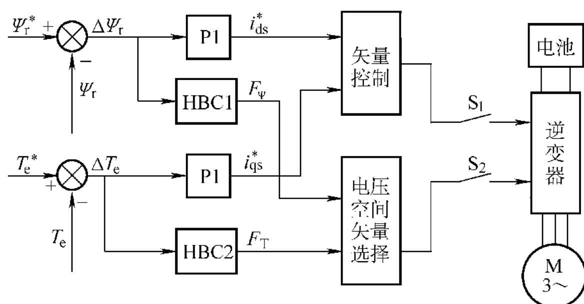


图 3　快速响应控制原理图

图 3 中的转矩和磁链调节器在形式上与直接转矩控制系统类似，采用双位式 bang－bang 控制或非线性滞环调节器实现，但其作用与直接转矩控制中的转矩和磁链调节器不同。HBC1 主要用于根据磁链的偏差判断是否起动或结束快速响应控制方案。HBC2 则用于判断电磁转矩是否达到最大值，若其输出为 1，则选择按快速响应控制策略所确定的电压空间矢量；若输出为 0，则选择与磁链方向一致的电压空间矢量。

同时还需注意的是，轻载时效率优化控制策略给定的最优磁链幅值较小，根据式（5），动态过程中要想获得快速转矩响应，转子磁链 $\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{r}}$ 也必须增大。因此，需要所选的电压矢量既在转子磁链的切线上有一个分量，来直接控制电磁转矩的增大，又要在转子磁链的方向上有一个分量，来控制转子磁链的增大，如图 4 所示。设磁链矢量

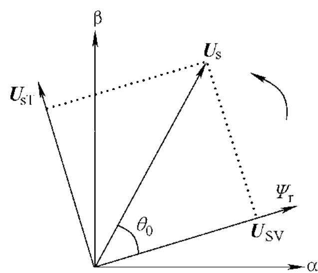


图 4　电压空间矢量作用示意图

为逆时针旋转，在磁链偏差达到30%以上时，系统由效率优化矢量控制切换到快速响应控制，按下表选择电压空间矢量。当达到期望磁链，即 $F_{\psi}=0$ 时，系统重新回到稳态效率优化矢量控制策略。F_{ψ}、F_{T} 定义如下：

$$F_{\psi}=\begin{cases}1 & \Delta\psi_{r}>30\%\psi_{r}^{*}\\ 0 & \Delta\psi_{r}\leqslant 0\end{cases}$$

$$F_{T}=\begin{cases}1 & \Delta T_{e}>0\\ 0 & \Delta T_{e}<0\end{cases}$$

表1　电压空间矢量的选择

磁链所在扇区位置		扇区编号					
F_{ψ}	F_{T}	1	2	3	4	5	6
1	1	$\boldsymbol{u}_{2}$	$\boldsymbol{u}_{3}$	$\boldsymbol{u}_{4}$	$\boldsymbol{u}_{5}$	$\boldsymbol{u}_{6}$	$\boldsymbol{u}_{1}$
1	0	$\boldsymbol{u}_{1}$	$\boldsymbol{u}_{2}$	$\boldsymbol{u}_{3}$	$\boldsymbol{u}_{4}$	$\boldsymbol{u}_{5}$	$\boldsymbol{u}_{6}$

4. 实验结果

采用数字信号处理器TMS320LF2407为核心构成控制电路，逆变器采用智能功率模块IPM，实验电动机参数：额定转矩 $T_{N}=1.3N\cdot m$，额定转速 $n_{N}=2800r/min$，$p=1$，$R_{s}=24.6\Omega$，$R_{r}=16.1\Omega$，$L_{m}=0.97H$，$L_{1s}=0.02H$，$L_{1r}=0.02H$，$J=3.5\times10^{-4}kg\cdot m^{2}$。速度反馈信号通过光电编码器检测，光电编码器型号为HEDS5640。图5是系统的硬件组成结构图。DSP通过RS－232接口与PC机通信，在PC机上可以方便地观察运行结果。

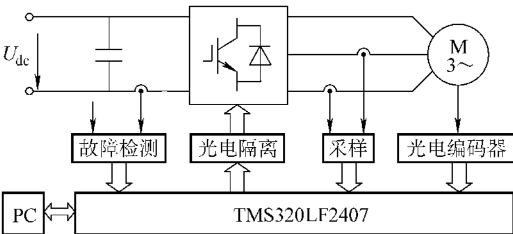


图5　实验系统的硬件组成结构图

为便于比较，同时给出本文提出的高效快转矩响应控制策略与动态过程中恢复额定励磁电流的控制策略的实验结果。突加转速实验的运行条件为：电动机轻

载起动，在 $t=0.4s$ 时起动效率优化算法，电动机磁链降低，进入效率优化运行模式。$t=1s$ 时转速瓃由 450r/min 突加到 2100r/min，限制定子电流为 1.5 倍额定电流。图 6 为恢复额定励磁电流的动态响应波形；图 7 为采用本文提出的快速转矩响应控制方法的动态响应波形。图 6 和图 7b 中虚线为负载转矩，由于采用磁滞测功机作为负载，升速后负载转矩略有上升。

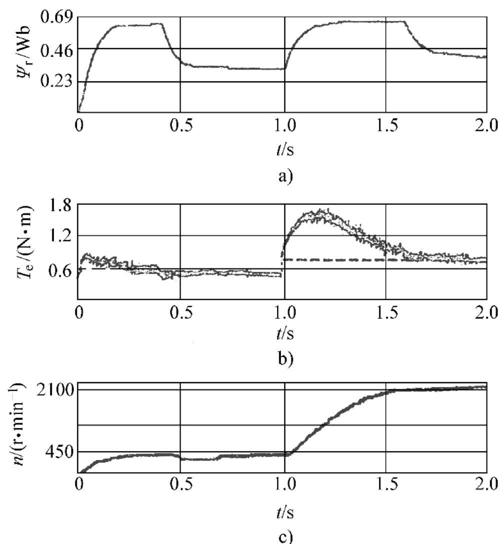


图 6 动态过程中恢复额定励磁电流的响应波形

a）转子磁链 b）电磁转矩 c）转速

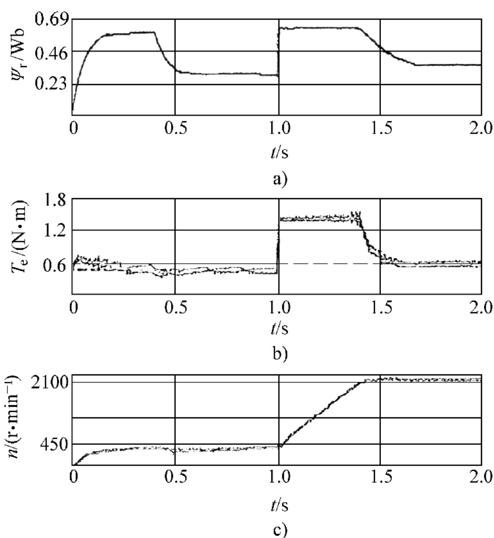


图 7 动态过程中直接选择电压空间矢量的响应波形

a）转子磁链 b）电磁转矩 c）转速

由图 6 和图 7 可知，动态过程中直接选择电压空间矢量的控制策略其转子磁链和电磁转矩的响应速度明显加快，转速调节时间约为 0.4s，而恢复额定励磁电流的方法其转子磁链和电磁转矩的响应较慢，转速调节时间大于 0.5s，因此在动态过程中前者的响应速度明显快于后者。

负载扰动实验条件为：系统以 $n=1800$r/min 稳态运行于效率优化控制，负载转矩从 0.1N·m 突加到 1.0N·m，即从额定负载的 7.7% 突加到 77%。实验结果如图 8 和图 9 所示。

由图 8 和图 9 可知，动态过程中恢复额定励磁电流的方法负载扰动的调节时间约为 0.4s，动态转速降为 170r/min，同样情况下直接合成电压矢量的控制策略的调节时间约为 0.15s，动态转速降约为 105r/min，具有调节时间短，转速降减小的突出优点。快速响应算法启动后，转子磁链和电磁转矩迅速增大。

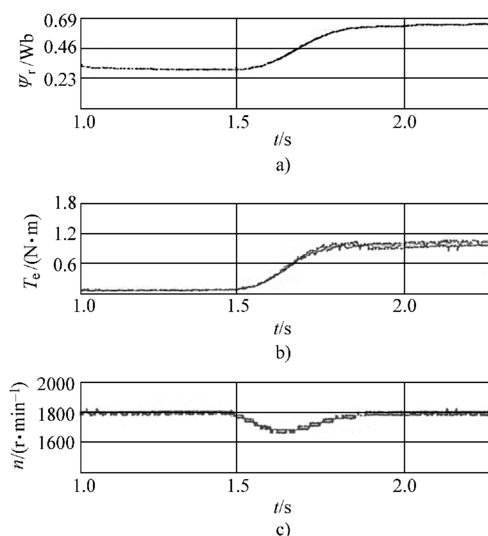


图 8　动态过程中恢复额定励磁电流的突加负载响应波形

a）转子磁链　b）电磁转矩　c）转速

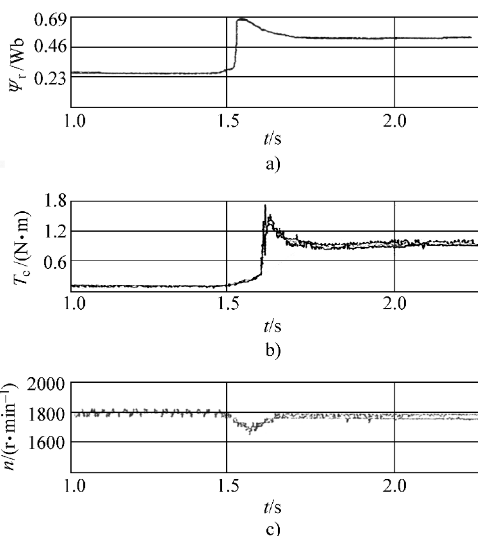


图 9　动态过程中直接选择电压空间矢量的突加负载响应波形

a）转子磁链　b）电磁转矩　c）转速

5. 结论

电动汽车电驱动系统的效率优化控制对提高动力系统运行效率，延长续驶里程具有重要意义。本文提出一种用于电动汽车电驱动系统效率优化控制动态过程的快速响应控制策略，该方法充分利用了目前高性能电驱动系统中应用广泛的矢量控制方案中已有的转子磁链和转矩信号；同时，不同于标准的矢量控制方案，它抛开了矢量控制中的电流内环（或电压内环），直接根据转子磁链和转矩信号去选择电压空间矢量，结合了矢量控制稳态性能好和直接转矩控制动态响应快的优点，且没有增加控制系统的硬件配置。

（原载《电工技术学报》2009 No. 3）

实例 4　多电平变流器在风力发电系统中的应用㊀

康劲松，张烨

0　引言

随着环境、能源问题的日益严峻，可再生资源的开发利用已经成为国际热

㊀ 同济大学青年优秀人才培养行动计划资助（0800219034）。

点。风能作为一种可再生洁净绿色能源，不但对环境没有破坏，而且取之不尽，用之不竭。双馈感应电机变速恒频风力发电技术具有功率变换器的容量小，成本低等特点，是目前应用广泛的技术之一。相比于采用双馈感应电机发电的风力系统，直驱型风力发电技术省去了齿轮箱，减小了系统维护费用和体积，具有很好的应用前景。目前，直驱型风力发电技术正成为国内外研究的热点之一。

直驱型风力发电系统的变速恒频控制是把永磁发电机发出的交流电通过变流器转变为与电网同频的交流电，因此变频器的容量与系统的额定容量相同，需要全功率变换器。在现有器件耐压水平未取得突破性进展时，多电平技术因其具有输出谐波含量小、控制灵活等特点，非常适合应用于直驱型风力发电系统，因此，多电平变流器在直驱型风力发电系统中具有广阔的应用前景。

1. 多电平变流器中点电位不平衡机制

由于 N 电平交流器中引入了 $N-1$ 个直流母线电容，因此直流母线电容的充放电平衡控制对中点电位的平衡有重要的影响。直流侧电容由于一个周期内流入和流出的电流不同，会造成某些分压电容总在放电，而另一些则总在充电，电容电压充放电不均衡，导致输出电平不准确。这会提高对主管阻断耐压的要求，增大线电压谐波含量，对整个系统工作不利。为了更清晰地分析多电平中点电位不平衡机制，本文对三电平电路进行分析。这种分析也适用于更高的电平。

典型的三电平二极管箝位型逆变器的主电路拓扑如图 1 所示。直流母线中点电位是指直流母线电容中性点 O' 与直流侧电流参考点 O 之间的电位差，即 $U_{O'O}$，直流母线中点电位的电流为 i_{NP}，在三电平变流器控制中，不同的开关状态对中点电位不同的充放电作用。如图 2 所示，大矢量对中点电位没有影响；小矢量的 2 种冗余开关状态对中点电位的影响刚好相反。如图 1 所示，对于 a 相电路，电压矢量 U_{POO} 引起的中点电位电流 $i_{NP}=i_a$，电压矢量 U_{ONN} 引起的中点电位电流 $i_{NP}=-i_a$，因此可充分利用 0 电平的冗余状态，适当选择合适的开关状态，使整

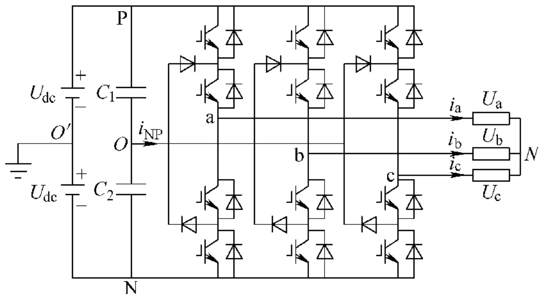


图 1　三电平逆变器主电路拓扑

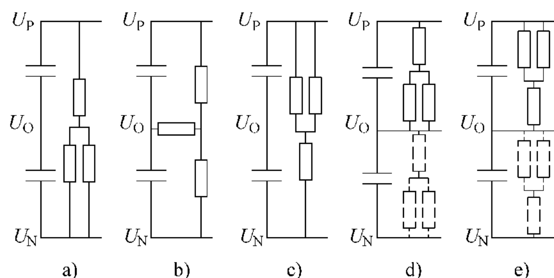


图 2　开关状态对中点电位的影响

a）大矢量　b）中矢量　c）大矢量　d）冗余小矢量　e）冗余小矢量

个周期中点的充放电大致平衡。对于三电平三相电路中点电位的平衡问题，空间矢量中的长矢量和零矢量对中点电位没有影响，中矢量对中点电位的影响不能消除，是个不控量，因此只能从短矢量的冗余开关状态进行优化选择。总结三电平中各开关矢量对中点电位的影响，如表 1 所示。

表 1　各开关状态对中点电位的影响

开关状态		i_{NP}
小矢量	U_{ONN}	i_a
	U_{PPO}	i_c
	U_{NON}	i_b
	U_{OPP}	i_a
	U_{NNO}	i_c
	U_{POP}	i_b
冗余小矢量	U_{POO}	$-i_a$
	U_{OON}	$-i_c$
	U_{OPO}	$-i_b$
	U_{NOO}	$-i_a$
	U_{OOP}	$-i_c$
	U_{ONO}	$-i_b$
中矢量	U_{PON}	i_b
	U_{OPN}	i_a
	U_{NPO}	i_c
	U_{NOP}	i_b
	U_{ONP}	i_a
	U_{PNO}	i_c

2. 抑制中点电位不平衡控制算法

2.1 60°坐标系变换的空间矢量调制策略

本文采用了基于60°坐标系的空间矢量调制策略，并引入开关损耗最小与三相桥臂输出电流和重点电位检测的中点平衡算法。

这种控制策略是通过坐标变换将（x，y，z）三相坐标变换为非正交的60°（g，h）坐标系。即是将传统的三电平空间电压矢量坐标转化为描述一个三维空间线电压矢量 $U_{REF}=[u_{ab}\quad u_{bc}\quad u_{ca}]^{T}$。因此，60°（$g$，$h$）坐标变换下的参考矢量可以表示为：$U_{REF(g,h)}=T\cdot U_{REF(U_{ab},U_{bc},U_{ca})}$。其中变换矩阵 $T=\frac{1}{3U_{dc}}\begin{bmatrix}2 & -1 & -1\\ -1 & 2 & -1\end{bmatrix}$。通过对参考矢量的坐标进行向上、向下取整，可得到在新坐标系下合成参考矢量的3个（g，h）坐标；根据伏秒平衡原理，可求得3个坐标的作用时间；最后通过坐标变换，将得到的3个（g，h）坐标反变换为（x，y，z）三相坐标系下的空间矢量。

2.2 开关损耗最小

在三电平变换器合成电压矢量时，可用冗余矢量实现新的算法，比如减少开关时间及功率设备的开关损耗，其核心思想是每次每相只有一个开关状态改变。也就是说，对于每相桥臂的两对互补开关，每次电压矢量变换时仅有一相一对互补的开关动作，即每次只增大或减小一位，使发生切换的开关数达到最小。如图3所示，当参考矢量落入到区间 c 时，开关状态的改变只能是211－210－110－100或221－211－210－110这2个序列。

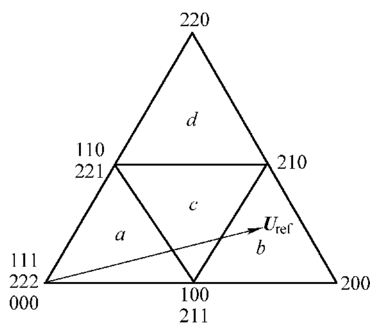


图3 一个扇区调制情况

同理，图3中其他区域中的开关状态的导通次序也可得出，如表2所示。

当参考矢量连续变换时，例如从区域 a 转移到区域 c 时，为使切换的开关数最小，要选择区域 a 中的导通次序（ii）和（iii），因为这2种导通次序与区域 c 中的导通次序相互衔接，在切换时就可以不使开关状态发生突变。同理，在区域 b 和 d 中，只有一种导通次序，当从区域 b 转向区域 c 时，要选区域 c 中的导通次序 i)，从区域 c 转向区域 d 时，要选区域 c 中的导通次序 ii)；这样就能根据参考矢量的位置及转移方向确定哪些开关导通及其导通次序了。从以上开关状态切换中，也可看出，必须选择冗余矢量作为开关序列的起始和终止矢量，并且对

于冗余矢量是奇数的开关状态，不宜作为序列的起始和终止。

表 2　开关状态切换次序

区域	导通次序
a	i）000 －100 －110 －111 ii）211 －111 －110 －100 iii）221 －211 －111 －110 iv）222 －221 －211 －111
b	211 －210 －200 －100
c	i）211 －210 －110 －100 ii）221 －211 －210 －110
d	221 －220 －210 －110

2.3　基于三相桥臂输出电流和中点电位检测的中点平衡方法

通过前面的分析可知，在多电平变流器中，中矢量将导致中点波动，且不存在冗余开关状态，它对中点电位的影响是不可控的，一般作为扰动量来处理；而小矢量存在着冗余开关状态，冗余开关状态能得到相同的输出电压，但对中点电位的影响是截然相反的，且小矢量的冗余开关状态作用时，可使中点向不同的方向偏移；因此，在实际的控制系统中，可以通过对小矢量的处理来补偿由中矢量引起的中点电位波动。在本文系统的调制过程中，为减小开关损耗和输出电压 du/dt，每次开关状态变化时，只有一相一对互补的开关动作，并且变动值是循环八段式控制。在控制中点电位的同时，要注意避免由于舍去某些开关状态而增加关损耗和输出电压的 du/dt 的情况发生。下面举例说明本论文采用的中点平衡控制方法。如图 3 所示，若参考矢量落入扇区 *c* 中，其空间矢量的调制顺序为 211 －210 －110 －100 －100 －110 －210 －211。为了不增加开关损耗，并确保扇区间的平滑过渡，中点控制方法只能对开关状态 211 和 100 进行取舍。由表 1 可知，开关状态 211 和 100 引入的中点电流分别为 i_c 和 $-i_c$（以电流流出中点电位为参考方向）。在中点控制方法中，检测 c 相电流的方向，并根据此时上下侧直流电容电压差 $\Delta U_{NP} = U_{C1} - U_{C2}$ 的大小对开关状态 211 和 100 进行取舍。若中点电位偏低即 $\Delta U_{NP} < 0$，则舍去使电流从中点流出的开关状态，保留使电流流入中点的开关状态；反之，如果中点电位偏高即 $\Delta U_{NP} > 0$，则舍去使电流流入中点的开关状态，而保留使电流流出中点的开关状态。具体的取舍方法如表 3 所示。

由于各扇区具有对称性，使用相同的方法分析，即可得到所有扇区的调制方法。该中点控制方法的优点在于实现简单，鲁棒性强，缺点是中点电位仍会在小范围内波动，且中点电位的波形中会含有高频分量。

表 3　具有中点电位平衡算法的优化调制策略

扇区	中点电位计算	相关相电流检测	优化调制序列
$a$ii)	$\Delta U_{NP}>0$	$i_c>0$	211－111－110－110－111－211
		$i_c<0$	111－110－100－100－110－111
	$\Delta U_{NP}<0$	$i_c>0$	111－110－100－100－110－111
		$i_c<0$	211－111－110－110－111－211
$a$iii)	$\Delta U_{NP}>0$	$i_c>0$	221－211－111－111－211－221
		$i_c<0$	211－111－110－110－111－211
	$\Delta U_{NP}<0$	$i_c>0$	211－111－110－110－111－211
		$i_c<0$	221－211－111－111－211－221
b	$\Delta U_{NP}>0$	$i_a>0$	211－210－200－200－210－211
		$i_a<0$	210－200－100－100－200－210
	$\Delta U_{NP}<0$	$i_a>0$	210－200－100－100－200－210
		$i_a<0$	211－210－200－200－210－211
ci)	$\Delta U_{NP}>0$	$i_c>0$	211－210－110－110－210－211
		$i_c<0$	221－211－210－210－211－221
	$\Delta U_{NP}<0$	$i_c>0$	221－211－210－210－211－221
		$i_c<0$	211－210－110－110－210－211
$c$ii)	$\Delta U_{NP}>0$	$i_a>0$	211－210－110－110－210－211
		$i_a<0$	210－110－100－100－110－210
	$\Delta U_{NP}<0$	$i_a>0$	210－110－100－100－110－210
		$i_a<0$	211－210－110－110－210－211
d	$\Delta U_{NP}>0$	$i_c>0$	220－210－110－110－210－220
		$i_c<0$	221－220－210－210－220－221
	$\Delta U_{NP}<0$	$i_c>0$	221－220－210－210－220－221
		$i_c<0$	220－210－110－110－210－220
$a-d$	$\Delta U_{NP}=0$	无需判断	调制顺序不变

3. 多电平变流器构成的直驱式风力发电系统仿真分析

一个完整的直驱式风力发电系统包括风力机模型、大容量变流装置、滤波装置、电网。根据本文控制策略建立的系统控制结构如图 4 所示。

根据控制策略与建模要求，运用 Matlab/Simulink 软件建立了上述直驱型永磁同步电机风力发电系统。系统参数如表 4 所示。

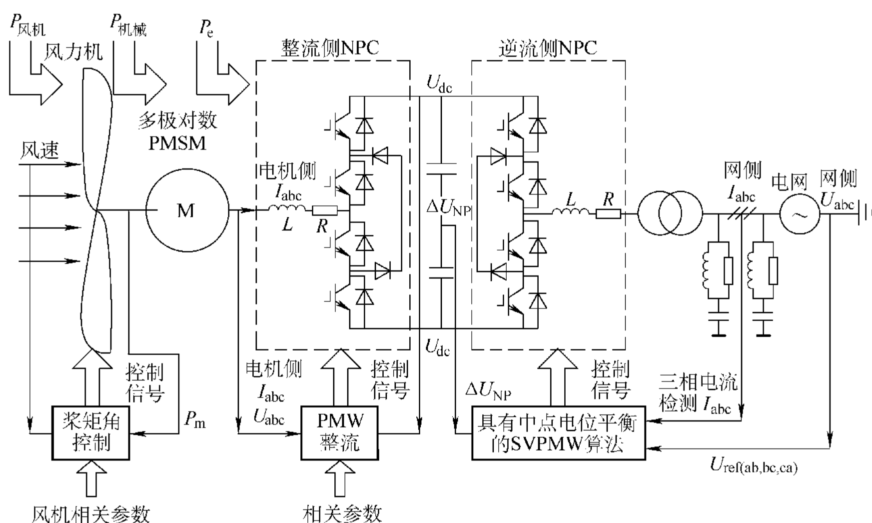


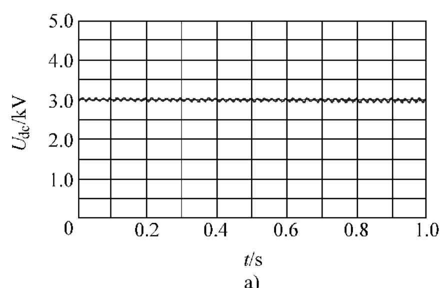
图 4　直驱式永磁同步风力发电系统控制框图

表 4　直驱式风力发电系统参数

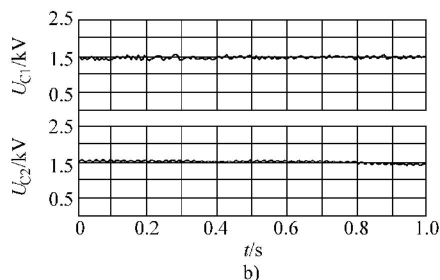
模型	参数	数值
风机模型	风机半径 R/m	15
	空气密度 ρ/（kg/m^3）	1.225
	参数 C_2	116
	参数 C_3	0.4
	参数 C_4	5
	参数 C_5	21
	功率因数最大值 C_{p_max}	0.48
	额定叶尖速比 $\lambda_{_nom}$	8.1
	风机额定功率 P/MW	3
永磁同步电机模型	转动惯量 j_{eq}/（$kg \cdot m^2$）	0.8×10^5
	定子侧等效电阻 R_s/Ω	3.26
	转动粘滞系数 B_m	0
	极对数 n_p	42
	d 轴等效电感 L_d/mH	1.7
	q 轴等效电感 L_q/mH	1.7
其他参数	网侧滤波电感 L/mH	2
	网侧等效电阻 R_s/Ω	40
	电感 L/mH	10
	直流母线电容 C/mF	75

仿真时设风速稳定在 14m/s，此时发电机转速恒定，定子侧输出电压恒定，维持在 2kV 左右。定子侧输出的电压接入背靠背三电平变流器进行变压变频控制。由于模拟的是并网模式，所以负载等效为阻感负载，而阻感负载仅适用于低调制度下的调制。因此本文仅对低调制度下进行研究。定义调制度 $m = U_{\mathrm{ref}}/(2U_{\mathrm{dc}})$。其中，$U_{\mathrm{ref}}$为参考电压，$2U_{\mathrm{dc}}$为直流侧电流。

仿真得到的波形如图 5 ~ 7 所示。整流侧和网侧变流器调制度均为 $m = 0.5$。图 5 为直流侧相关电压波形图。经过 PWM 整流后，直流侧母线电压维持在 3kV，如图 5（a）所示；图 5（b）是直流侧分压电容的电压波形，可见直流母线电容电压波动小，波动范围维持在 ±50V 之内，中点电位偏移很小，达到了控制要求。图 6 为采集到的 0.9 ~ 1s 间的三相输出线电压波形和电流波形。由图 6（a）可见，三相波形对称性好，电压频率为 50Hz，达到了并网中频率 50Hz 的要求。图 7 为未滤波的电流频谱分析图，电流基波幅值为 1007A，总谐波畸变率为 12.76%。



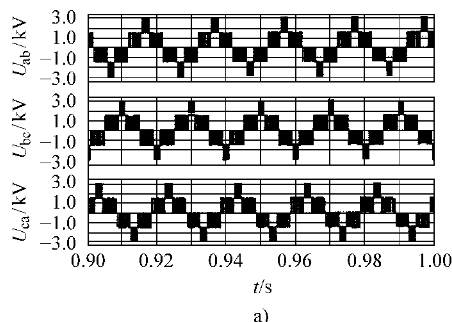
a)



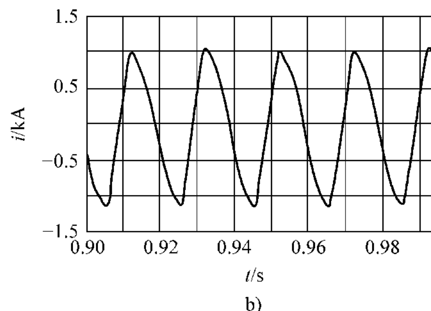
b)

图 5　$m = 0.5$ 时的直流侧相关电压波形

a）直流母线电压　b）直流侧分压电容的电压



a)



b)

图 6　$m = 0.5$ 时的线电压与电流波形

a）三相线电压　b）电流波形

为了说明控制策略的调制范围，本文对调制度 $m = 0.866$ 和 $m = 0.433$ 也进行了仿真实验。图 8 ~ 10 分别为调制度 $m = 0.866$ 时的实验波形。可以看出，采用本文提出的控制算法达到了很好的控制效果，图 8b 的直流母线电容电压波形

图中中点电位在 0～0.6s 之间波动范围很小，而在 0.6s 后，波动范围维持在 ±50V之内。对比于图 6、9 的三相线电压与电流波形调制度高的算法电压幅值大，并且电流波形更接近于正弦波。图 10 为未滤波的电流频谱分析图，电流基波幅值为 1284A，总谐波畸变率为 2.89%。对比图 7、10 可见，随着调制度的提高，谐波含量明显减少，总的谐波畸变率下降。达到了并网所要求的谐波畸变率含量为 ±5%。对于 $m=0.433$，调制的效果并不理想。从图 11a 的直流母线电容波电压形可以看出，中点电位偏移严重，并且输出三相线电压波形退化为两电平。

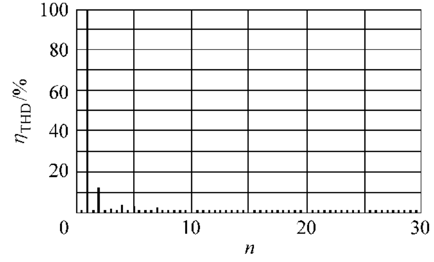


图 7　$m=0.5$ 时的电流频谱分析

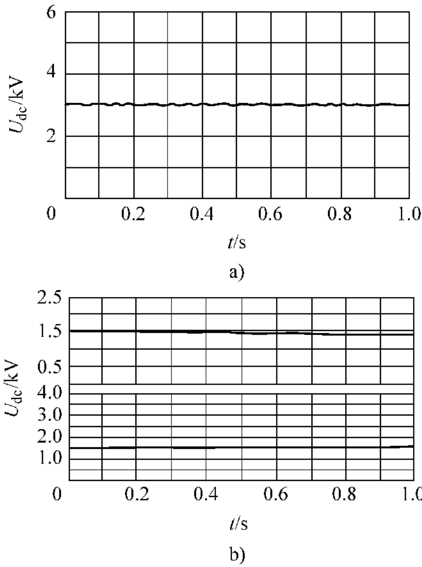


图 8　$m=0.866$ 时的直流侧相关电压波形

a）主电路 U_{ab}　b）主电路 U_{ab}局部放大图

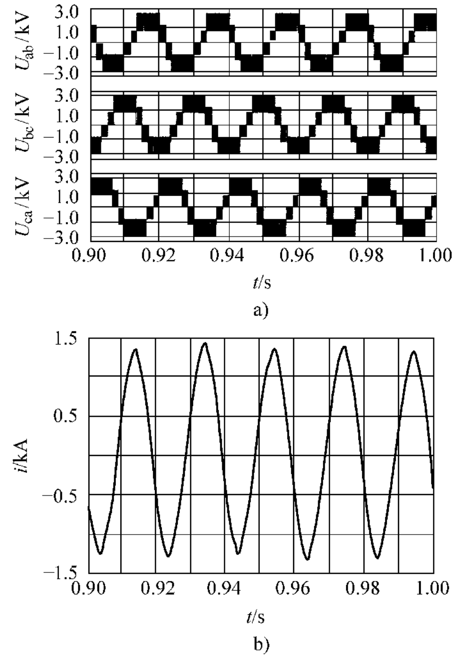


图 9　$m=0.866$ 时的线电压与电流波形

a）三相线电压　b）电流

由以上分析可以看出，本文提出的控制策略适用于调制度 $m=0.5\sim0.866$，并且对于高调制度具有好的调制效果。对于低调制度，该控制策略不能起到很好的抑制中点电位偏移的效果。

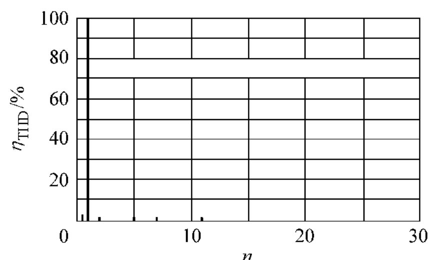


图 10　$m=0.866$ 时的电流频谱分析

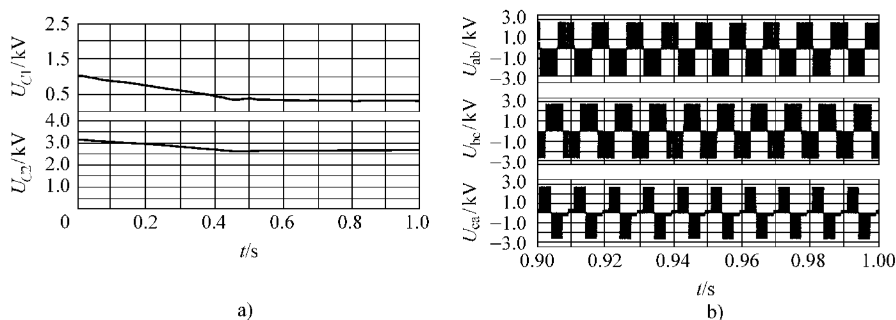


图 11　$m=0.433$ 时的相关波形

a）直流侧分压电容的电压　b）三相线电压

4. 结论

本文建立了背靠背三电平变流器构成的直驱型风力发电系统仿真模型，风机模型采用最优桨矩角控制策略，整流侧采用多电平 PWM 整流控制，逆变侧采用具有抑制中点电位偏移的 SVPWM 算法。通过对仿真结果的分析可知，多电平变流器中点电位偏移被有效抑制，并且在低开关频率条件下，具有输出谐波含量低、输出波形好的特性，非常适合高压大功率风力发电系统中应用。

（原载《中国电机工程学报》2009 No. 24）

实例 5　SVPWM 技术在单相逆变电源中的应用㊀

易龙强　戴瑜兴

1. 引言

SVPWM（Space Vector PWM）技术源于三相电机调速控制系统。随着数字化控制手段的发展，在 UPS/EPS、变频器等各类三相 PWM 逆变电源中得到了广

㊀　湖南省自然科学基金资助项目（05JJ40001），研究成果获得专利。

泛的应用。与其他传统 PWM 技术相比，SVPWM 技术有着母线电压利用率高、易于数字化实现、算法灵活便于实现各种优化 PWM 技术等众多优点。

目前，对 SVPWM 技术的研究都只针对三相逆变电源系统。由于单相电源的特点，尚未在单相逆变电源上得以应用。如果可以将 SVPWM 技术应用于单相逆变电源，那么单相逆变电源就可以获得许多在三相 SVPWM 技术控制下才能取得的逆变控制效果，并且，还可以将当前三相 SVPWM 技术研究所得各种成果，如开关优化 SVPWM 技术等，直接应用于单逆变电源。

本文在分析三相 SVPWM 技术基本原理的基础上，通过类比对单相电源与单相 PWM 逆变系统的空间电压矢量进行分析，将 SVPWM 技术推广应用于单相正弦逆变电源。

2. 三相 SVPWM 与单相 SVPWM

2.1 三相 SVPWM 原理

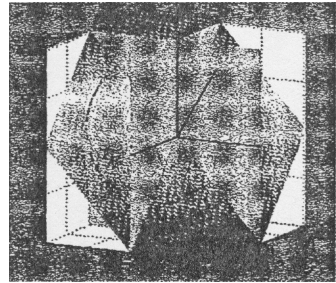
2.1.1 三相电空间电压矢量分析与 dq0 变换本质

作为对比并方便引出单相空间矢量调制算法，先简要分析三相电空间矢量基本思想与 SVPWM 技术基本原理。

三相电源线电压是一组互差 $2\pi/3$ 的正弦波电压，如式（1）所示。式中 u_{AB}、u_{BC}和 u_{CA}为三相电源线电压，U_ϕ 为线电压有效值。

$$\begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} = \sqrt{2}U_\phi \begin{bmatrix} \sin\omega t \\ \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \tag{1}$$

取时间 t 为参变量，式（1）组成三维空间电压矢量 $\boldsymbol{u}=[u_{AB}, u_{BC}, u_{CA}]^{\mathrm{T}}$。当 $t\in(-\infty, +\infty)$ 时，矢量 $\boldsymbol{u}$ 在空间坐标系中形成一个闭合空间电压矢量圆，如图 1 所示，可以证明，该矢量圆有如下性质：①由 $u_{AB}^2+u_{BC}^2+u_{CA}^2=3u_\phi^2$ 可知圆半径为$\sqrt{3}U_\phi$；②由 $u_{AB}+u_{BC}+u_{CA}=0$ 可知矢量 $\boldsymbol{u}$ 全部落在平面 $x+y+z=0$ 上。


图 1　三相电的空间电压矢量圆

矢量 $\boldsymbol{u}$ 是以三维线性空间 R^3 的单位标准正交基于（e_1，e_2，e_3），为基底的矢量坐标，其中 $e_1=[1, 0, 0]^{\mathrm{T}}$，$e_2=[0, 1, 0]^{\mathrm{T}}$，$e_3=[0, 0, 1]^{\mathrm{T}}$。当 $t\in(-\infty, +\infty)$ 时，所有电压矢量 $\boldsymbol{u}$ 组成 R^3 的线性子空间 V_u。可以证明

$$\dim V_u = 2 \tag{2}$$

即线性空间 V_u 是三维线性空间 R^3 的二维线性子空间。如果选择一组新基（y_1，

y_2，y_3）做空间坐标旋转变换，且选择其中一个基为线性子空间 V_u 所在平面单位法向量 $[1/\sqrt{3},\ 1/\sqrt{3},\ 1/\sqrt{3}]^T$ 时，则该基上的坐标分量将为零（因为该基与 V_u 正交）；其他两基可取线性子空间 V_u 所在平面的任意两正交单位矢量。为不一般性，取新基（y_1，y_2，y_3）为

$$y_1 = \left[\frac{2}{\sqrt{6}}\sin\omega t,\ \frac{2}{\sqrt{6}}\sin\left(\omega t' - \frac{2}{3}\pi\right),\ \frac{2}{\sqrt{6}}\sin\left(\omega t' + \frac{2}{3}\pi\right)\right]^T$$

$$y_2 = \left[\frac{2}{\sqrt{6}}\cos\omega t',\ \frac{2}{\sqrt{6}}\cos\left(\omega t' - \frac{2}{3}\pi\right),\ \frac{2}{\sqrt{6}}\cos\left(\omega t' + \frac{2}{3}\pi\right)\right]^T$$

$$y_3 = \left[\frac{1}{\sqrt{3}},\ \frac{1}{\sqrt{3}},\ \frac{1}{\sqrt{3}},\right]^T \tag{3}$$

其中，$t' \in R$ 为任意常数，$y_1 \perp y_2 \perp y_3$ 为标准正交，那么，由基（e_1，e_2，e_3）到新基（y_1，y_2，y_3）的过渡矩阵 $\boldsymbol{C}$ 为

$$(y_1,\ y_2,\ y_3) = (e_1,\ e_2,\ e_3)\boldsymbol{C} \tag{4}$$

$$\boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} \frac{2}{6}\sin\omega t' & \frac{2}{\sqrt{6}}\cos\omega t' & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{2}{\sqrt{6}}\sin\left(\omega t' - \frac{2}{3}\pi\right) & \frac{2}{\sqrt{6}}\cos\left(\omega t' - \frac{2}{3}\pi\right) & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{2}{\sqrt{6}}\sin\left(\omega t' + \frac{2}{3}\pi\right) & \frac{2}{\sqrt{6}}\cos\left(\omega t' - \frac{2}{3}\pi\right) & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \tag{5}$$

则原空间电压矢量 $\boldsymbol{u}$ 在新基下的坐标 $\tilde{\boldsymbol{u}}$ 为

$$\tilde{\boldsymbol{u}} = \boldsymbol{C}^{-1}\boldsymbol{u} \tag{6}$$

$$\tilde{\boldsymbol{u}} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \sqrt{3}U_\phi \begin{bmatrix} \sin\omega t'\sin\omega t + \cos\omega t'\cos\omega t \\ \cos\omega t'\sin\omega t - \sin\omega t'\cos\omega t \\ 0 \end{bmatrix} \tag{7}$$

特别地，当 $\omega t' = \pi/2$ 时

$$\begin{cases} y_1 = \left[\frac{2}{\sqrt{6}},\ -\frac{1}{\sqrt{6}},\ -\frac{1}{\sqrt{6}}\right]^T \\ y_2 = \left[0,\ -\frac{1}{\sqrt{2}},\ -\frac{1}{\sqrt{2}}\right]^T \\ y_3 = \left[\frac{1}{\sqrt{3}},\ -\frac{1}{\sqrt{3}},\ -\frac{1}{\sqrt{3}}\right]^T \end{cases} \tag{8}$$

$$
\boldsymbol{C}^{-1}=\begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \tag{9}
$$

$$
\tilde{\boldsymbol{u}}=\boldsymbol{C}^{-1}\boldsymbol{u}=\sqrt{3}U_{\phi}\begin{bmatrix} \sin\omega t \\ -\cos\omega t \\ 0 \end{bmatrix} \tag{10}
$$

即通过将原坐标轴（e_1，e_2，e_3）旋转至新坐标轴（y_1，y_2，y_3）的坐标旋转变换，则原三相空间电压矢量圆被映射到 dq0 坐标系平面圆上，且圆半径$\sqrt{3}U_{\phi}$不变。另外，从式（9）可知，工程计算中常用的 dq0 变换只是众多（无穷个）三相空间电压矢量基变换过渡矩阵式（5）逆变在 $\omega t/=\pi/2$ 时的特例。

2.1.2　三相逆变电源空间电压矢量分析

典型三相 PWM 逆变桥电路如图 2 所示，可能产生的 8 种离散线电压矢量如式（11）所示。

$$
\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix}=V_{dc}\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{11}
$$

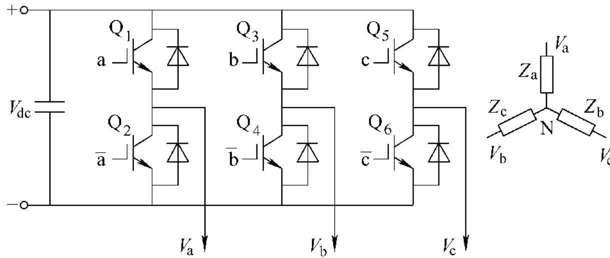


图 2　三相 PWM 逆变桥电路

其中，V_{dc}为逆变桥母线电压；$v_{xy}=v_x-v_y$（x，$y=a$，b，c）为逆变桥输出线电压；a，b，c 为三相逆变桥各臂开关状态，非 0 即 1，其中 1 表示该桥臂上面开关导通，下面开关截止；0 则相反。

矢量$\boldsymbol{v}$ = [v_{ab}，v_{bc}，v_{ca}]^T 在空间形成 8 个离散电压矢量，其中两个为零电压矢量。同样，通过坐标旋转变换［见式（6）］可将这 8 个离散电压矢量映射至平面电压矢量，如式（12）所示。

$$\bar{\boldsymbol{v}} = \boldsymbol{C}^{-1}\boldsymbol{v} = V_{\mathrm{dc}}\begin{bmatrix} \frac{3}{\sqrt{6}} & -\frac{3}{\sqrt{6}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{12}$$

其中，V_{dc}与 a，b，c 同上。

形成的 8 个离散平面电压矢量如图 3 所示，图中电压矢量所形成正六边形的内切圆半径为$\sqrt{6}/2V_{\mathrm{dc}}$，与式（10）电压矢量圆半径的比值构成逆变系统输出的电压调制比，如式（13）所示。

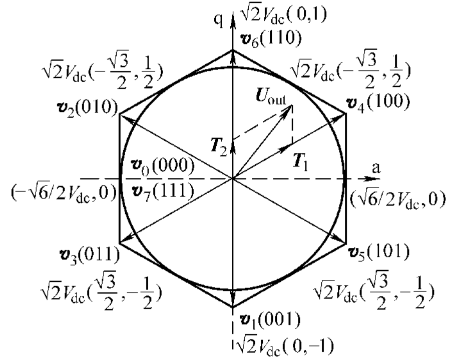


图 3　坐标变换后的 8 个电压矢量图

$$M = \frac{\sqrt{3}U_{\Phi}}{\sqrt{6}/2V_{\mathrm{dc}}} = \frac{\sqrt{2}U_{\Phi}}{\sqrt{V}_{\mathrm{dc}}} \leqslant 1 \tag{13}$$

由式（13）可知，直流母线电压 V_{dc} 的大小决定了逆变系统输出线电压的峰值。利用这 8 个离散电压矢量的线性组合来逼迫期望输出电压矢量即为三相 SVPWM 的基本思想。

2.2　单相 SVPWM 原理

2.2.1　单相电源电压矢量空间与坐标旋转变换

单相电源与三相电源有着本质的不同，不能简单的同三相电源一样能进行空间电压矢量分析，用参考式（1）引入单相正弦电源的线电压形式，

$$\begin{cases} u_{\mathrm{AB}} = \sqrt{2}U_{\Phi}\sin\omega t \\ u_{\mathrm{BA}} = \sqrt{2}U_{\Phi}\sin(\omega t + \pi) \end{cases} \tag{14}$$

取 t 为参变量，式（14）组成单相空间电压变量 $\boldsymbol{u} = [u_{\mathrm{AB}}, u_{\mathrm{BA}}]^{\mathrm{T}}$。当 $t \in (-\infty, +\infty)$ 时，矢量 $\boldsymbol{u}$ 在平面坐标系中形成平面电压矢量，如图 4 所示。

与三相空间电压矢量相似，因为 $u_{\mathrm{AB}} + u_{\mathrm{BA}}$的单相空间电压矢量 $\boldsymbol{u}$ 全部落在平面直线 $x + y = 0$ 上，可以证明，所有矢量 $\boldsymbol{u}$ 组成的矢量空间 V_{u} 是 R^2 一维线性子空间。因此，参考三相的三维空间坐标旋转变换，取图 4 中 α、β 轴正方向上的单位矢量两新基（y_1，y_2）

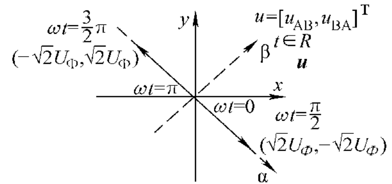


图 4　单相正弦电的平面电压矢量图

$$
\begin{cases}
y_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(1,\ -1)^{\mathrm{T}} \\
y_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(1,\ 1)^{\mathrm{T}}
\end{cases}
\tag{15}
$$

其中，基 y_2 为 V_u 所在直线单位法向量。显然，基下 y_2 轴上的坐标分量将为零。由（e_1，e_2）到新基（y_1，y_2）的过渡矩阵 C 为

$$
(y_1, y_2) = (e_1, e_2)C \tag{16}
$$

$$
\begin{cases}
C = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \\
C^{-1} = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}
\end{cases}
\tag{17}
$$

那么，原空间电压矢量 $\boldsymbol{u}$ 在新基下的坐标 $\tilde{u}$ 为

$$
\tilde{\boldsymbol{u}} = C^{-1}u \tag{18}
$$

$$
\tilde{\boldsymbol{u}} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = 2U_\Phi \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ 0 \end{bmatrix} \tag{19}
$$

$\tilde{\boldsymbol{u}}$ 如图 5 所示。

2.2.2　单相逆变电源空间电压矢量分析

典型单相 PWM 逆变桥电路如图 6 所示，产生四种离散输出线电压矢量，见表 1。其中，“0”表示关断；“1”表示开通。

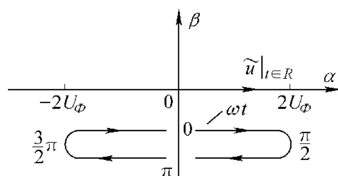


图 5　坐标旋转变换后的单相电压矢量图

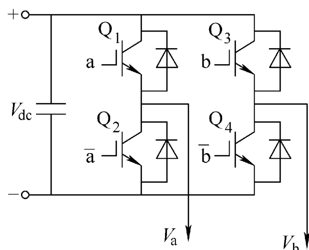


图 6　单相 PWM 逆变桥电路

表 1　单相逆变器的 4 种开关状态

a	b	$\boldsymbol{v}_{ab}$	$\boldsymbol{v}_{ba}$	矢量
0	0	0	0	$\boldsymbol{v}_0$
0	1	$-V_{dc}$	V_{dc}	$\boldsymbol{v}_1$
1	0	V_{dc}	$-V_{dc}$	$\boldsymbol{v}_2$
1	1	0	0	$\boldsymbol{v}_3$

用矩阵表示，如式（20）所示。

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{ba} \end{bmatrix} = V_{dc}\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \tag{20}$$

电压矢量$\boldsymbol{v} = [v_{ab}, v_{ba}]^{\mathrm{T}}$在空间形成4个离散的电压矢量如图7所示。同理，取新基式（15）对式（20）的坐标旋转变换，可得

$$\tilde{\boldsymbol{v}} = \boldsymbol{C}^{-1}\boldsymbol{v} = \sqrt{2}V_{dc}\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \tag{21}$$

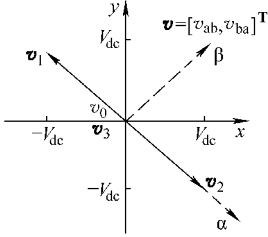


图7　单相逆变桥输出电压矢量图

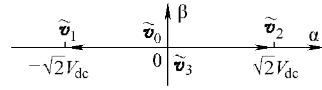


图8　坐标变换后的4个电压矢量图

变换后的电压矢量$\tilde{\boldsymbol{v}} = [v_\alpha, v_\beta]^{\mathrm{T}}$如图8所示。同理，可以定义期望同电压矢量模与逆变输出电压矢量模的比值为单相逆变系统的电压调制比，如图（22）所示。

$$M = \frac{2U_\Phi}{\sqrt{2}V_{dc}} = \frac{\sqrt{2}U_\Phi}{V_{dc}} \leqslant 1 \tag{22}$$

3. 单相 SVPWM 算法实现与应用

应用式（21）的4个离散电压矢量来线性拟合式（19）的期望输出电压矢量是单相SVPWM技术的基本思想。设T_s为系统PWM载波周期，T_1为当前有效电压矢量作用时间，T_0为零电压矢量作用时间，根据伏秒平衡原理可得

$$\begin{cases} T_s\tilde{u} = T_1\tilde{v}_x + T_0(\tilde{v}_0, \tilde{v}_3) \\ T_s = T_1 + T_0 \end{cases} \tag{23}$$

式中　$\tilde{u}$——式（19）期望输出电压矢量；

$\tilde{v}_x$——逆变输出两非零矢量$\tilde{v}_1$或$\tilde{v}_2$之一，其选择视$\tilde{u}$而定。

图9显示了式（23）的离散逆变输出电压矢量对期望输出的电压矢量的线性拟合。

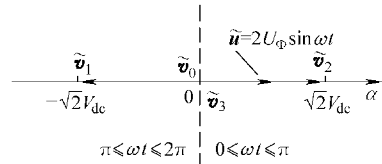


图9　单相SVPWM的计算

（1）当$\omega t \in [0, \boldsymbol{\pi}]$时，取$\tilde{\boldsymbol{v}}_2$，则

$$T_s \cdot 2U_\Phi \sin\omega t = T_1 \cdot \sqrt{2}V_{dc}$$

$$\Rightarrow\begin{cases}T_1 = MT_s\sin\omega t\\T_0 = T_s - T_1\end{cases}\tag{24}$$

（2）当 $\omega t\in[\pi, 2\pi]$ 时，取 $\tilde{\boldsymbol{v}}_1$，则

$$T_s\cdot 2U_\Phi\sin\omega t = T_1\cdot(-\sqrt{2}V_{dc})$$

$$\Rightarrow\begin{cases}T_1 = MT_s\sin(\omega t-\pi)\\T_0 = T_s - T_1\end{cases}\tag{25}$$

其中，M 为逆变电压调制比，如式（22）所示。

三相 SVPWM 技术指出，通过改变逆变输出零电压矢量的时间分配与位置分布，可以得到各类优化的 SVPWM 技术。那么，对于单相 SVPWM 技术也有相似的结论。图 10 给出了单相 SVPWM 第一区间内的一种传统开关模式和两种优化开关模式的矢量分布图。

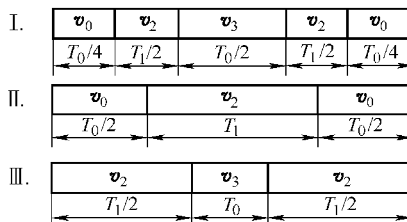


图 10　三种 SVPWM 矢量分布图

利用 TI 的 TMSC2000 系列 DSP 微控制器可以很方便地实现单相 SVPWM 技术。该系列 DSP 内置了 PWM 发生电路，通过对器件比较寄存器 CMPRx（$x=1$，2）比较值的改变可以输出对称 PWM 波形。以图 10 开关模式Ⅰ和Ⅱ为例（模式Ⅲ与模式Ⅱ类似，不再赘述），图 11 显示了利用 DSP 实现两种开关模式的单相 SVPWM 技术的方法。由图可见，优化模式Ⅱ只有模式Ⅰ开关频率的 1/2。

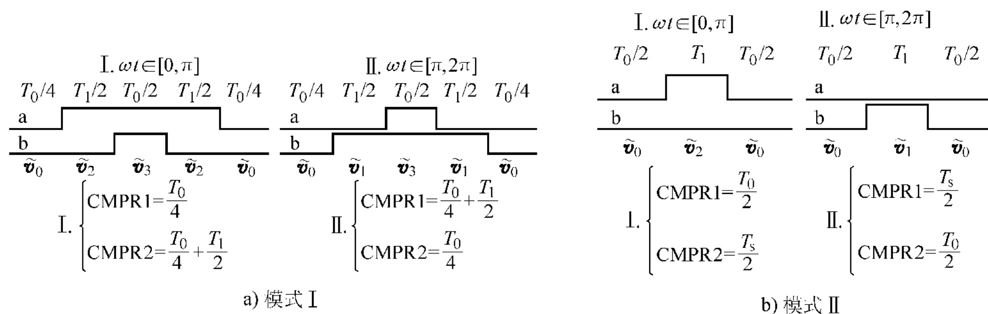


图 11　单相 SVPWM 的实现

4. 实验

利用 TI 的 LF2407ADSP 微控制器、FUJI 的 2MBⅠ100PC－140 IGBT、IGBT 专用驱动光耦 HC-PL3120 组成的驱动电路以及外围辅助电源，脉冲电路等构建单相全桥 PWM 逆变电源作为实验硬件平台，如图 12 所示。实验电路参数见表 2 所示。

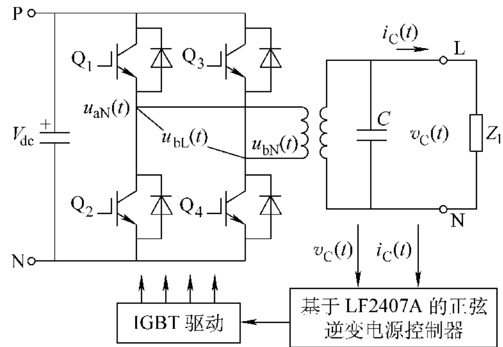


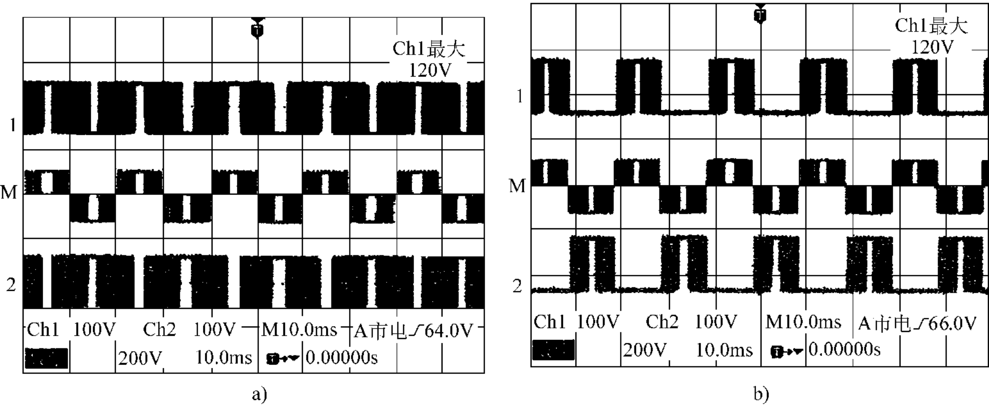
图 12　实验硬件平台

表 2　实验电路参数

直流母线电压 V_{dc}/V	120
逆变变压器电压比 N	110∶60
输出滤波电容 C/μF	10
调制频率/Hz	$f_o=50$
PWM 频率/kHz	$f_s=5$

根据上述三种单相 SVPWM 逆变开关模式中的模式Ⅰ和模式Ⅱ，结合数字 PID 控制设计一个交流 110V 闭环稳压逆变程序进行验证。

图 13 通道 1、2 分别表示两种模式下逆变输出 $u_{aN}(t)$ 与 $u_{bN}(t)$ 的波形，通道 M 是利用示波器数字计算功能对通道 1、2 信号进行相减运算得出的 $u_{aN}(t)$ 波形。显然，由图可见，相同单位时间内模式Ⅱ相关器件的开关次数小于模式Ⅰ。



a)　　b)

图 13　单相 SVPWM 输出波形

a）模式Ⅰ　b）模式Ⅱ

图 14 通道 1 显示了Ⅰ、Ⅱ两种模式下，变压器输入 $u_{ab}(t)$ 的波形，通道 M 是利用示波器的频谱分析工具对 $u_{ab}(t)$ 信号进行快速傅里叶变换得到的逆变电压 $u_{ab}(t)$ 的频谱。由图可知，模式Ⅰ的 $u_{ab}(t)$ 波形首次谐波发生在两倍 PWM 载频 10kHz 左右；而模式Ⅱ的 $u_{ab}(t)$ 波形首次谐波发生在载频 5kHz 左右。因此在单相 SVPWM 技术中，传统开关模式的谐波含量小于优化开关模式。

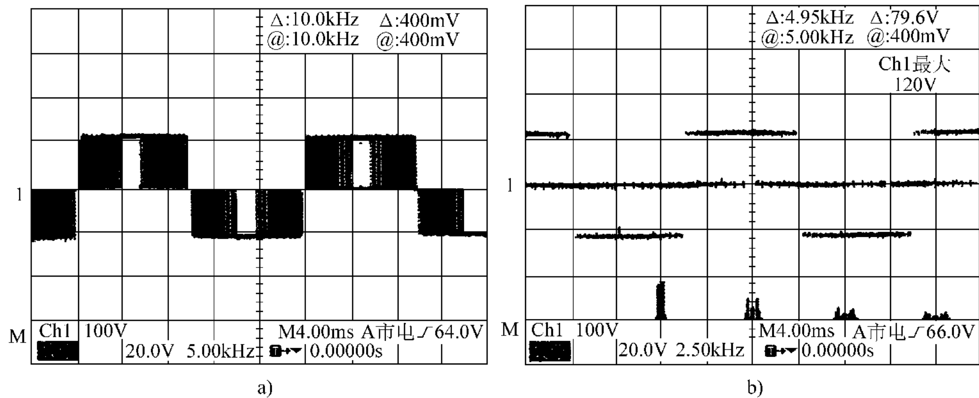


图 14 $u_{ab}(t)$ 波形及频率

a）模式Ⅰ b）模式Ⅱ

图 15 为两种模式下系统闭环输出 110V 逆变电压波形。由图可知，在单相 SVPWM 逆变控制算法调制下，逆变输出电压波形十分光滑，仅用一个 10μF 的输出滤波电容配合逆变变压器即可得到一个几乎不含谐波的标准正弦逆变电压波形。

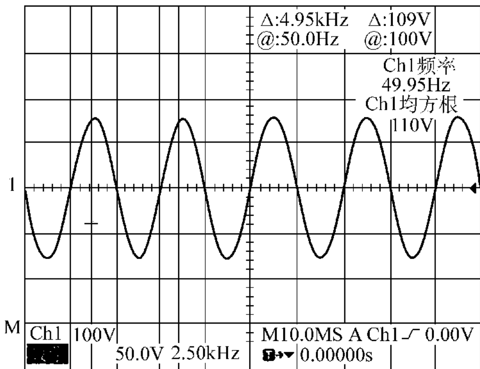


图 15 变压器输出逆变电压波形及频谱

5. 结论

（1）成功将 SVPWM 技术引入单相 PWM 逆变电源。

（2）为三相 SVPWM 技术研究所得的各种控制效果应用于单相逆变电源提供了重要方法与手段。开关优化 SVPWM 技术在相同开关频率下减小了逆变电源的开关频率损耗，这是传统单相 PWM 逆变控制算法难以获得的控制效果。

（3）为逆变器的 SVPWM 技术研究提供了一般性研究手段，也可将该方

法用于多相逆变电源的研究。

总之，与传统单相 PWM 逆变控制技术相比，单相 SVPWM 技术更为灵活、算法更易于数字化实现，不仅在单相逆变电源中有很好的应用价值，而且是对 SVPWM 逆变控制理论的重要补充。

（原载《电工技术学报》2007 No. 9）

实例 6　TR08 磁浮列车驱动控制系统的研究

王桂荣　韦　巍

1. 引言

随着社会的发展，高速磁浮列车以其快速、节能、无摩擦、环保等优点成为当今各个国家竞相研究的热点。目前，德国和日本分别在电磁悬浮型磁浮列车（EMS）和电动型磁浮列车（EDS）方面做了很多研究，其相关技术比较成熟，并分别建立了各自的试验线。我国上海引进了德国磁浮列车 Transrapid 项目，建立了试验线，并已开始运行。

列车的驱动控制是控制技术的关键之一，本文结合上海驱动磁浮列车所用直线同步电机的相关尺寸数据，计算出了磁浮列车的有关电参数，建立了磁浮列车的数学模型。速度调节器、电流调节器组成了磁浮列车驱动控制系统中的两个闭环环节。驱动列车所用直线同步电机采用了矢量控制，驱动系统中的三电平逆变器采用了空间矢量脉宽调制技术（SVPWM），这些都将在文中进行详细的分析。

2. 磁浮列车模型的建立

磁浮列车采用长定子直线同步电机来驱动，定子分段铺设在轨道下方，由路旁变电器单元通过 SVPWM 调制技术提供变压变频的动力，定子段分段供电。动子由车厢两侧的励磁电磁铁组成，由车载蓄电池和车载直线发电机提供直流励磁电流。当励磁绕组中通直流电流时，励磁磁铁和长定子铁心通过电磁作用产生电磁力，使列车悬浮于轨道之上。牵引供电系统是分段的长定子绕组，由它提供幅值和频率均可改变的电源，该电源产生的行波磁场与励磁磁铁产生的励磁磁场相互作用，生成列车高速行驶所需的牵引力。列车运行速度与定子电流的频率成正比，即 $v_s = 2f\tau_s$。

2.1　磁浮列车的数学模型

列车运行时，悬浮气隙中励磁绕组产生的磁场是主磁场，定子电枢绕组产生的磁场很小，电枢电流的大小对悬浮力的影响亦很小，因此采用 $i_d = 0$

的动子磁场定向控制。通过3/2变换，将三相坐标系统变换到两相d q轴旋转坐标系统。其数学模型叙述如下。同步直线电机在两相旋转坐标系下电压方程：

$$\begin{cases} u_{d} = Ri_{d} + p\psi_{d} - \dfrac{\pi}{\tau_{s}} v_{s}\psi_{q} \\ u_{q} = Ri_{q} + p\psi_{q} + \dfrac{\pi}{\tau_{s}} v_{s}\psi_{d} \end{cases} \tag{1}$$

式中　p——微分算子；

R——定子电阻；

τ_s——定子极距；

v_s——列车运行速度；

ψ_d，ψ_q——定子磁链d q轴分量；

L_{am}——定动子互感；

i_d，i_q——定子电流矢量I_s的d q轴分量。

磁链方程：
$$\begin{cases} \psi_{d} = L_{d}i_{d} + L_{am}i_{m} \\ \psi_{q} = L_{q}i_{q} \end{cases} \tag{2}$$

式中　L_d，L_q——直轴和交轴的电感；

i_m——励磁电流。

图1示出长定子直线同步电机的向量图。由磁场能量可以推导出同步旋转坐标系下的直线同步电机驱动力方程为

$$F_{x} = \frac{3\pi}{2\tau_{s}}P(i_{q}\psi_{d} - i_{d}\psi_{q}) \tag{3}$$

式中　P——励磁磁铁的极对数。

由式（3）可知，驱动力的大小取决于i_d、i_q。采用转子磁场定向控制方式，在$i_d = 0$的控制下，定子电流矢量$\boldsymbol{I}_s$与q轴重合，在d轴的分量为零。

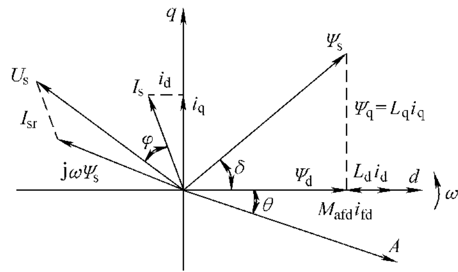


图1　长定子直线同步电机的向量图

当准确检测出转子空间位置（d轴），通过控制三电平逆变器输出的SVPWM波来对I_s实施控制，使定子三相的合成电流矢量与q轴成正比。实现过程为：以动子的位置、速度以及定子三相电流作为电机矢量控制系统的反馈输入量，经过坐标变化和运算后，产生三电平逆变器两相静

止坐标系（αβ 坐标系）下空间矢量控制的输入指令 $U_{\alpha ref}$ 和 $U_{\beta ref}$，来控制逆变器，实现同步直线电机的矢量控制。磁浮列车的电枢绕组由定子段两端的轨旁变电站双端馈电。变电站内的高功率模块由 3 个变流器单元组成，每个变流器单元包含两个三电平逆变器。磁浮列车高速运行时，变流器单元的两个逆变器的输出串联作为输出变压器的初级；正常运行时，经过 1.8 的电压比，按变压器模式输出；低速运行时，变流器单元的两个三电平逆变器输出并联，从变压器的初级直接输出。

2.2　磁浮列车的运行阻力

磁浮列车的运动方程为

$$\frac{dv}{dt} = (F_x - F_1)/M, \quad s = \int_0^t v dt \tag{4}$$

式中　M——列车质量。

列车运行过程中的阻力 F_L 主要包括三部分：空气阻力即风阻 F_A、涡流阻力 F_M 和直线电机产生的制动力 F_B，有坡道时还要考虑附加阻力 F_P 的作用：

$$F_L = F_A + F_M + F_B + F_P \tag{5}$$

（1）在磁浮列车高速运行时，F_A 是主要的阻力，不考虑侧向风的时候，计算公式为

$$F_A = 2.8 v_s^2 (0.53N/2 + 0.30) \times 10^{-3} \tag{6}$$

（2）长定子铁心是由电工钢片叠压而成，涡流很小，因此涡流阻力主要由长定子侧面和导向轨之间的阻力组成，计算公式为

$$F_M = N(0.1 v_s^{0.5} + 0.02 v_s^{0.7}) \tag{7}$$

（3）磁浮列车每个悬浮模块由两个端磁极和 10 个主磁极组成，车载直线发电机线圈分布在主磁极面上的发电机槽内，端磁极设有发电机线圈。气隙合成磁场有励磁绕组产生的磁场和定子电枢绕组产生的磁场组成。由于定子齿槽的不连续分布，合成磁场的 5 次谐波和 7 次谐波较大，其余次谐波的幅值很小，可忽略不计。列车运行过程中，车载发电机绕组在 5 次和 7 次谐波的作用下产生感生电流，从而产生与列车运动方向相反的阻力，其计算公式为

$$\mathrm{FB} = \begin{cases} 0 \\ 7.3N \\ (146/v_s - 0.2)N \end{cases} \tag{8}$$

式中　N——列车节数。

（4）列车处于上下坡道时，重力分量形成的最大坡道阻力为

$$F_P = Mgi \times 10^{-3} \tag{9}$$

式中 g——重力加速度；

i——线路坡度；

M——质量。

3. 三电平逆变器 SVPWM 控制方式

图 2 示出 TR 型磁浮列车逆变器的一相结构图。其电路采用两主管串联与中点带箝位二极管的方案，每相桥臂的 4 个主管有 3 种不同的通断组合。

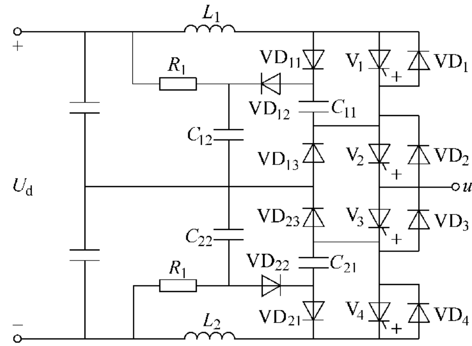


图 2 三电平逆变器一相结构图

逆变器输出有 P、N、O 3 种状态，三相共 27 种输出状态。图 3 示出这些状态表示的三电平逆变器空间电压矢量图。

三电平逆变器输出幅值和频率可调的电压，SVPWM 控制亦称磁链跟踪控制。三电平逆变器的控制指令是系统给出的参考电压空间矢量 U_{ref}（r，θ）信号，U_{ref}以一定的频率在空间旋转，当旋转到某个小三角形扇区时，系统选中该区间的 3 个基本电压矢量，以其对应的状态去驱动功率开关元件动作。算出每个基本空间电压矢量的作用时间，即功率开关的开关时间，通过改变逆变器输出状态使电机的实际磁链逼近理想的磁链圆。改变 r 和 θ 的值，可得到幅值和频率可调的 SVPWM 波。

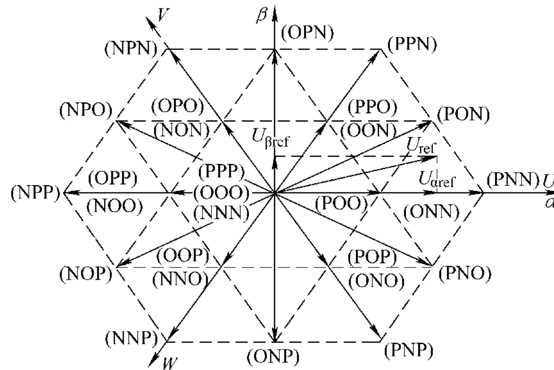


图 3 空间电压矢量图

以第一象限为例说明控制策略。在两相静止坐标系中 U_{ref}可表示为

$$U_{ref}=iU_{\alpha ref}+jU_{\beta ref} \tag{10}$$

根据 $U_{\alpha ref}$和 $U_{\beta ref}$的正负可以判断出 U_{ref}所在的象限，再根据它们的幅值就可以具体判断出 U_{ref}在该象限 7 个小扇区的哪个扇区内，输出矢量即由所在小三角形顶角的矢量合成。根据下式：

$$\begin{cases} T_s U_{ref}=T_s U_{PON}+T,\ U_{PPN}+T_z U_{POO} \\ T_x+T_y+T_z=T_s \end{cases} \tag{11}$$

计算得：
$$\begin{cases} T_x=[-1+3/U_d(\cos\theta-\sin\theta/\sqrt{3})]T_s \\ T_y=[6r\sin\theta/(\sqrt{3}U_d)]T_s \\ T_z=[2-3r/U_d(\cos\theta+\sin\theta\sqrt{3})]T_s \end{cases} \tag{12}$$

同理，只需将相应第一区间小扇区合成公式中 θ 值分别用 $\theta-60°$，$\theta-120°$，$\theta-180°$，$\theta-240°$，$\theta-360°$来代替，即可完成整个矢量空间 24 个小扇区的矢量合成时间计算。由图 3 可见，有些参考电压矢量对应有冗余的开关状态，通过优化算法，合理选择冗余的开关状态，使开关状态改变时只有一相电压发生变化，从而使每个周期内，各个开关的开关次数为最小，降低开关损耗。合理选择冗余的开关状态，调节充放电矢理的作用时间，可有效维持整个周期内中点电位平衡。图 4 示出列车运行速度为 400km/h 时，三点式逆变器输出的一相的电压波形图。

图 4　逆变器输出的相电压

4. 系统仿真结果

磁浮列车每节车厢的每边各有 8 个电磁铁模块，每个电磁铁模块有 10 个主磁极和 12 个端磁极。本文建立了具有 8 个电磁铁模块的磁浮列车驱动控制仿真模型，如图 5 所示。

图 5　磁浮列车系统驱动控制仿真模型

仿真参数为：交轴电感 $L_d = 1.6704 \times 10^{-5}$H，直轴电感 $L_q = 1.3416 \times 10^{-5}$H，定子动子的互感 $L_{am} = 4.4933 \times 10^{-3}$H，列车每节车厢的总质量 $M = 54200$kg，励磁电流 $i_m = 20$A。图 6 示出仿真波形，图 6a 为系统给定速度曲线与跟踪速度曲线；图 6b 为系统速度跟踪误差曲线，由此可见系统的跟踪效果很好；图 6c 为列车速度在 400km/h 时定子绕组中电流值的变化曲线；图 6d 是系统输出的驱动力的大小，与技术资料给出的电枢电流在 1.2kA 时每节车厢单边驱动力约为 21kN 基本吻合。

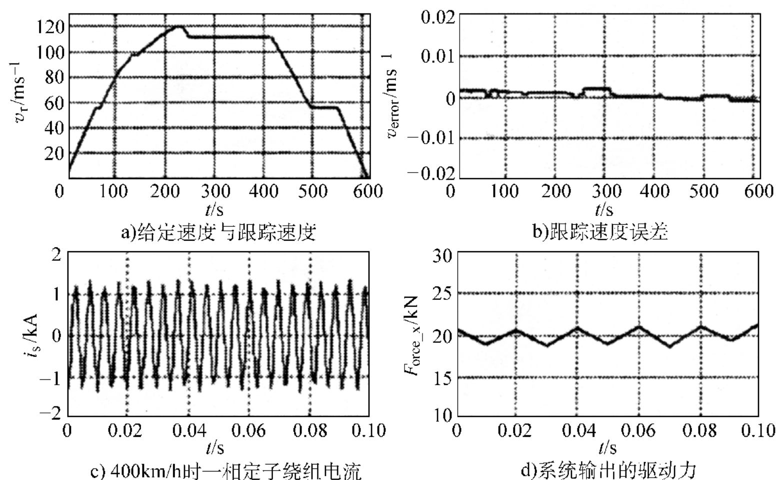


图 6　仿真波形

5. 结论

首先建立了磁浮列车一节车厢单侧驱动用的凸极直线同步电机的数学模型，然后介绍了驱动控制系统中三电平逆变器的控制方法，进而建立了基于三电平逆变器的磁浮列车驱动用的长定子直线同步电机系统的驱动控制仿真模型。仿真结果与有关资料提供的技术数据基本吻合，从而说明了本文所建模型的准确性，可为进一步研究提供有意义的参考。

（电力电子技术　　2007 年 第 01 期）

ISBN 978-7-111-31903-0

封面设计／电脑制作：姚毅

上架指导：工业技术／电气工程／自动化技术



地址：北京市百万庄大街22号
电话服务
社服务中心：(010)88361066
销售一部：(010)68326294
销售二部：(010)88379649
读者购书热线：(010)88379203
邮政编码：100037
网络服务
门户网：http://www.cmpbook.com
教材网：http://www.cmpedu.com
封面无防伪标均为盗版

定价：38.00元